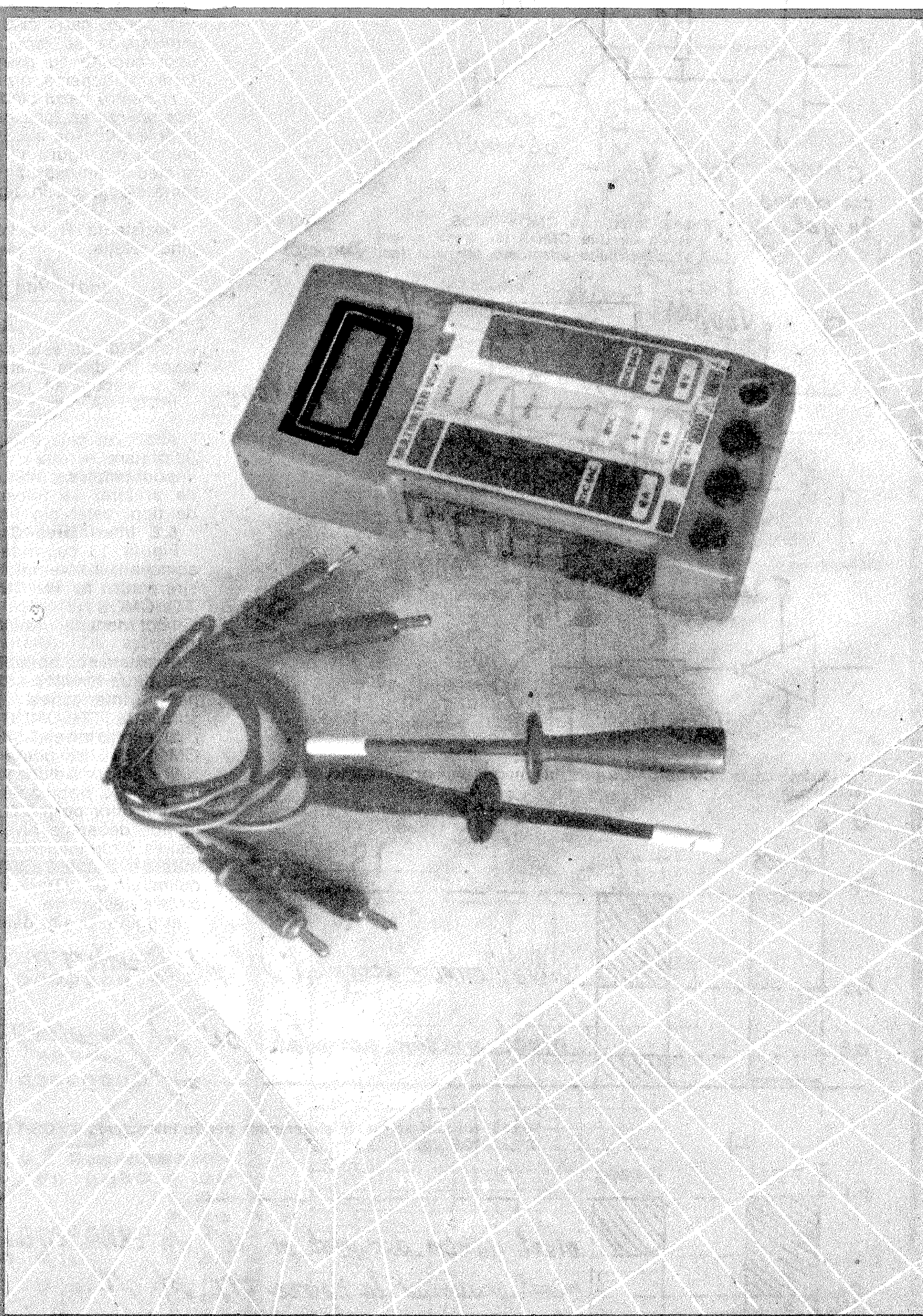
Tehnium

ANUL XX — NR. 238 **9/1990**

REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

SUMAR



ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM", BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1, COD 79784, OF. P.T.T.R. 33, SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66 - 17 60 10/2059

PREȚUL 8 LEI

UTILIZAREA CIRCUITELOR CMOS

Ing. MILIAN OROS

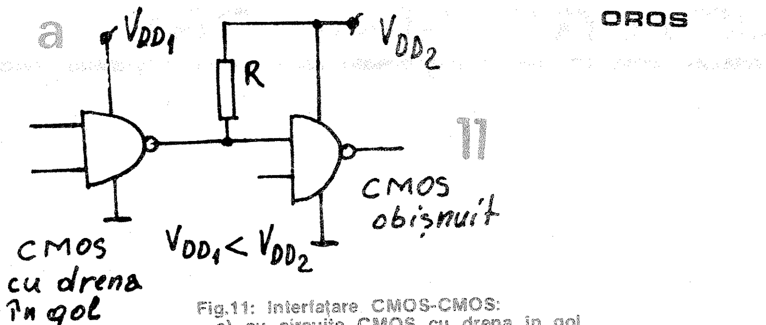
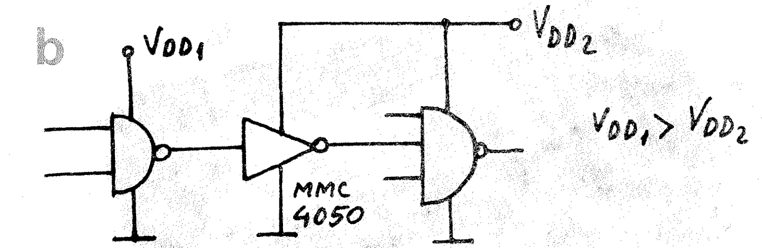


Fig.11: Interfaţare CMOS-CMOS:
a) cu circuite CMOS cu drena în gol
b) cu circuite adaptoare de nivel (ex. MMC4050)



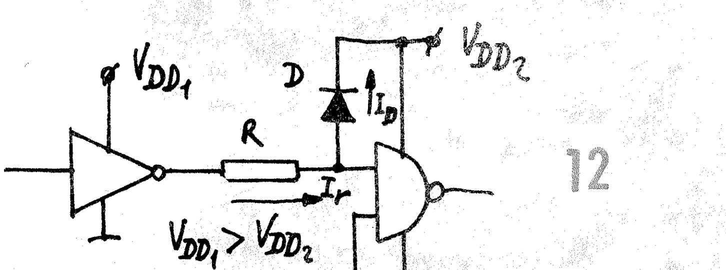


Fig.12: Interfaţare CMOS-CMOS prin intermediul unui grup limitator rezistenţă-diodă

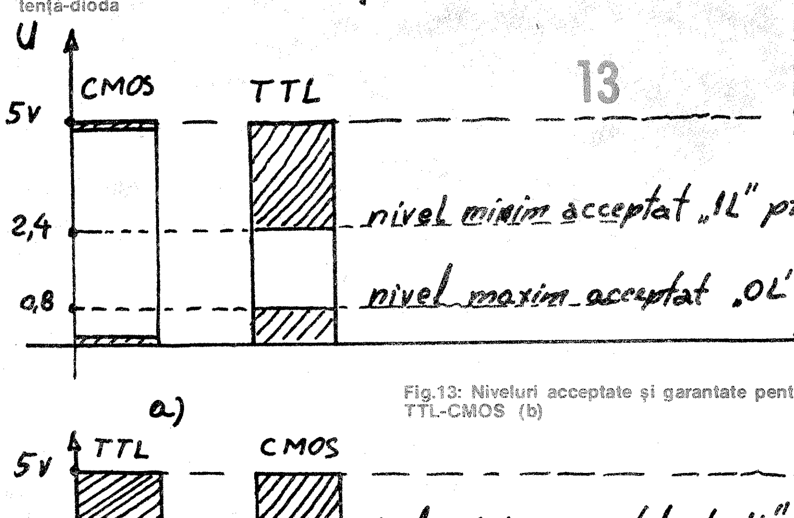
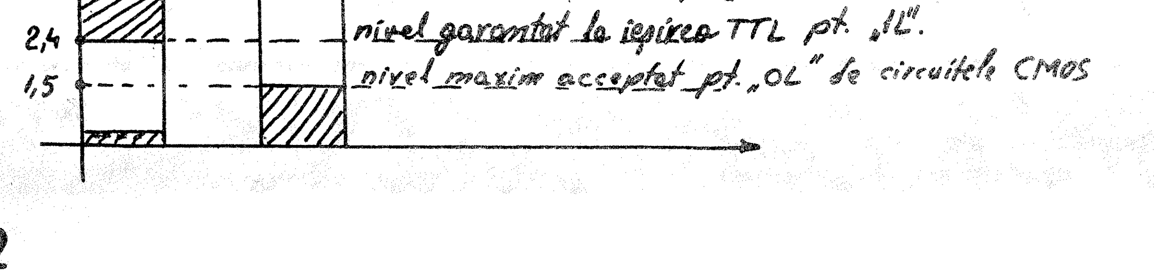


Fig.13: Niveluri acceptate şi garantate pentru interfaţarea CMOS-TTL (a) şi TTL-CMOS (b)



(URMARE DIN NR. TRECUT)

6.1. Interfaţarea CMOS-CMOS

Presupunînd că avem două circuite CMOS, unul comandat, iar celălalt care comandă, putem alimenta cele două circuite în trei moduri: la aceeaşi tensiune (Vdd1 = Vdd2), circuitul de comandă la tensiune mai mică decît circuitul comandat (Vdd1 < Vdd2) şi circuitul de comandă la o tensiune mai mare decît circuitul comandat (Vdd1 > Vdd2).

Dacă pentru primul caz cuplarea celor două circuite CMOS nu ridică probleme, nu acelaşi lucru se poate spune în următoarele două cazuri:

1) pentru cazul cînd Vdd1 < Vdd2, interfaţarea se face prin utilizarea unor circuite cu drena în gol conform cu schema din figura 11 a;

2) pentru cazul cînd Vdd1 > Vdd2, interfaţarea se face prin intermediul unor circuite de adaptare, de exemplu cel din figura 11 b, sau prin intermediul unui grup limitator rezistenţă-diodă, ca în figura 12.

Rezistenţa R se calculează folosind relaţia:

$$R \geq \frac{Vdd1 - Vdd2 - V\ dioda}{Ir}$$

unde V diodă este căderea de tensiune pe dioda aflată în conducţie, iar Ir trebuie să respecte condiţia: Ir<10 mA.

Analizînd cele două modalităţi de interfaţare, rezultă că, atunci cînd se impun timpi de întîrziere mici, este de preferat să folosim interfaţarea de tipul celei din figura 11 b.

6.2. Interfaţarea CMOS-TTL

Figura 13 cuprinde o prezentare adiacentă a nivelurilor de intrare-ieşire pentru familia CMOS-TTL (a) şi TTL-CMOS (b). Din analiza figurii se pot deduce următoarele concluzii:

1) există compatibilitatea pentru cele două familii pe starea „0L", atît pentru interfaţarea CMOS-TTL, cît şi pentru TTL-CMOS;

2) pentru nivelul „1L", interfaţarea CMOS-TTL se poate face direct;

3) pentru nivelul „1L", interfaţarea TTL-CMOS trebuie făcută prin intermediul unor porţi TTL cu colectorul în gol, deoarece nivelul garantat la ieşirea circuitului TTL poate să ţină intrarea circuitului CMOS în zona delimitată de VTp şi VTn, cu consecinţele respective.

În figura 14 sînt date cîteva modalităţi de interfaţare CMOS-TTL şi TTL-CMOS.

6.3. Interfaţare CMOS-HLL

Circuitele HLL (High Level Logic) admit tensiuni de alimentare într-o gamă aproape identică cu cea a circuitelor CMOS. Cele două tipuri de circuite se alimentează de la aceeaşi sursă, singura condiţie care se impune fiind de a asigura curentul de comandă pentru circuitele HLL.

În figura 15 este dată o schemă de interfaţare CMOS-HLL, curentul de comandă fiind asigurat prin cuplarea în paralel a mai multor porţi CMOS.

6.4. Interfaţarea CMOS — tranzistoare bipolare

Comanda tranzistoarelor bipolare de către circuitele CMOS se face prin intermediul rezistenţelor de limitare pentru a nu forţa creşterea curentului de ieşire din circuitul CMOS, fapt care ar duce, aşa cum s-a arătat, la schimbarea tensiunilor de ieşire în cele două stări, „0L" şi „1L", ale circuitului CMOS. În figura 16 este dată o schemă de interfaţare CMOS — tranzistor bipolar.

7. Alimentarea circuitelor CMOS

Gama tensiunilor de alimentare a circuitelor CMOS este foarte largă, iar dacă nu se cer performanţe deosebite, sursele de alimentare pot fi nestabilizate, dar foarte bine filtrate.

În sistemele unde sursele de alimentare a circuitelor CMOS nu sînt stabilizate, se vor folosi în partea de curent continuu limitatoare ale vîrfurilor de curent.

Se vor prefera sursele cu rezistenţa de ieşire redusă.

Dacă sistemul electronic realizat cu circuite CMOS este alimentat la mai multe tensiuni, se vor lua măsuri de protecţie privind cuplarea şi decuplarea acestor tensiuni, astfel încît curenţii care iau naştere în timpul manevrelor mai sus menţionate să nu distrugă diodele de protecţie de la intrarea circuitelor CMOS.

În figura 17 este dată schema de alimentare a unor dispozitive realizate cu circuite CMOS (de exemplu, ceasul electronic) dispuse la bordul autovehiculelor.

APLICAŢII

În cele ce urmează se vor prezenta cîteva aplicaţii interesante privind utilizarea circuitelor CMOS.

O primă aplicaţie este „CIFRUL ELECTRONIC". Avantajul acestei scheme este acela că pe durata de aşteptare consumul de energie este aproape nul, lucru deloc de neglijat, avînd în vedere că, în această stare, cifrul poate rămîne ore, zile sau chiar un interval de timp mult mai mare.

Codul cifrului este format dintr-o combinaţie de 9 cifre, ceea ce face ca posibilitatea de „deschidere" a cifrului, atunci cînd nu se cunoaşte combinaţia, să fie minimă.

În schema din figura 1 este implementată combinaţia: 976368605. Constructorul amator poate alege oricare altă combinaţie, ţinînd seama de principiul de funcţionare a cifrului.

Schema cuprinde un circuit monostabil (MMC4047), un numărător (MMC40192) şi un decodificator BCD-zecimal (MMC4028).

Ieşirile decodificatorului sînt conectate la o tastatură (KO — K9) prin intermediul unor diode separatoare (1N4148).

În stare de aşteptare, circuitul monostabil are, pe pinul 11, nivelul „1L". Acest fapt determină ca numă-

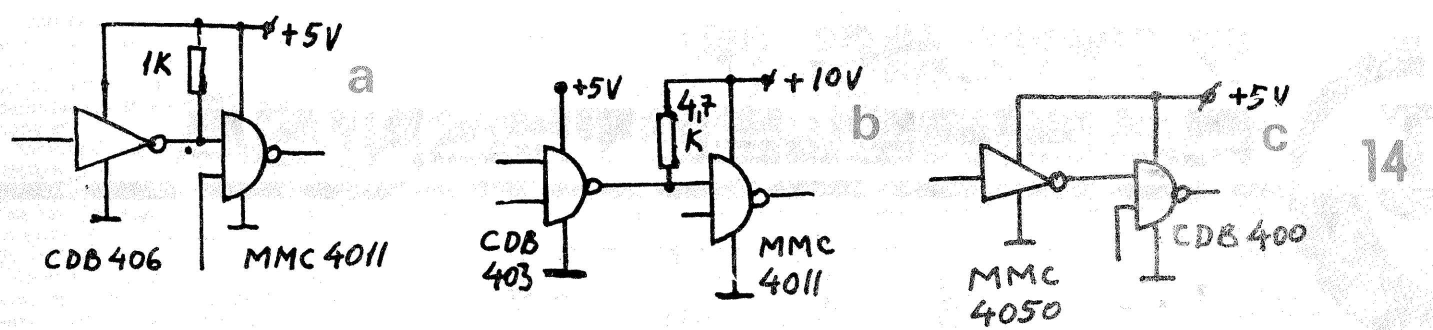
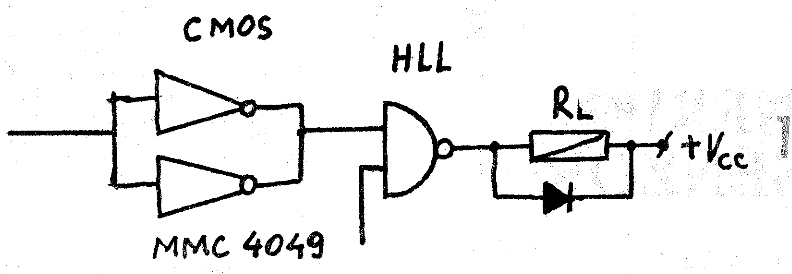


Fig.14: Interfaţare TTL-CMOS (a,b) şi CMOS-TTL (c)



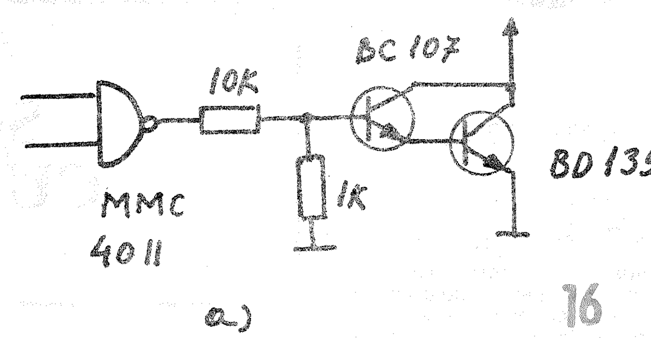


Fig.15: Interfaţare CMOS-HLL

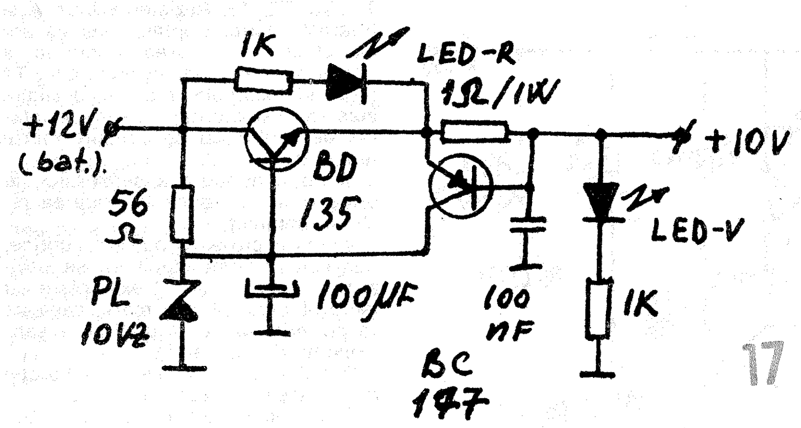


Fig.17: Alimentator pentru aparatura electronică, realizată cu componente CMOS de la bordul autovehiculelor

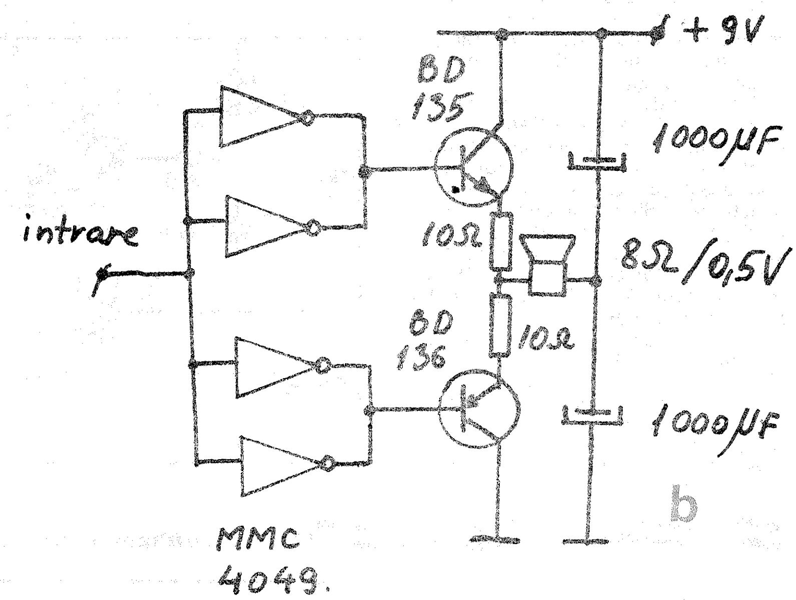


Fig.16: Scheme de interfaţare CMOS — tranzistoare bipolare:
a) elemente de comandă;
b) amplificator de semnal mare cu porţi CMOS

rătorul să fie resetat, iar ieşirea „O" a decodificatorului să se găsească în „1L".

La apăsarea tastei K9, monostabilul comută, pentru o perioadă de 30 de secunde, dînd astfel posibilitatea ca numărătorul să înregistreze impulsurile sosite la intrarea lui. Aceste impulsuri sînt generate o dată cu apăsarea tastelor K9, K6, K3, K6, K8, K6, KO şi, respectiv, K5. Dacă s-au apăsat tastele de mai sus şi în ordinea dată, într-un interval de timp mai mic de 30 de secunde, tranzistoarele T1, T2 trec în saturaţie, acţionînd releul RL.

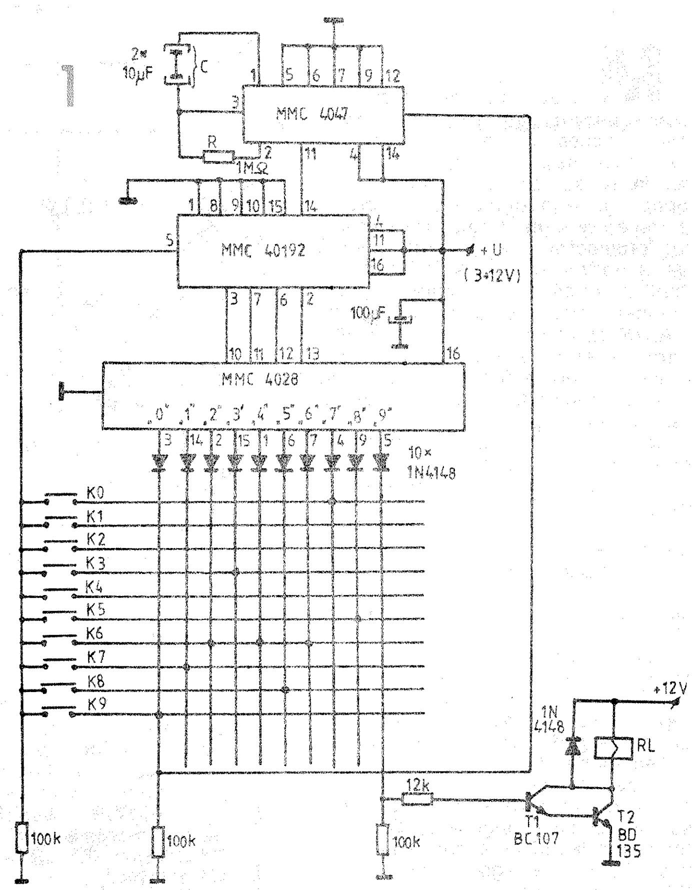
Dacă se doreşte un alt timp de lucru al monostabilului, se vor modifica elementele exterioare ale circuitului MMC4047, ţinînd seama de relaţia:

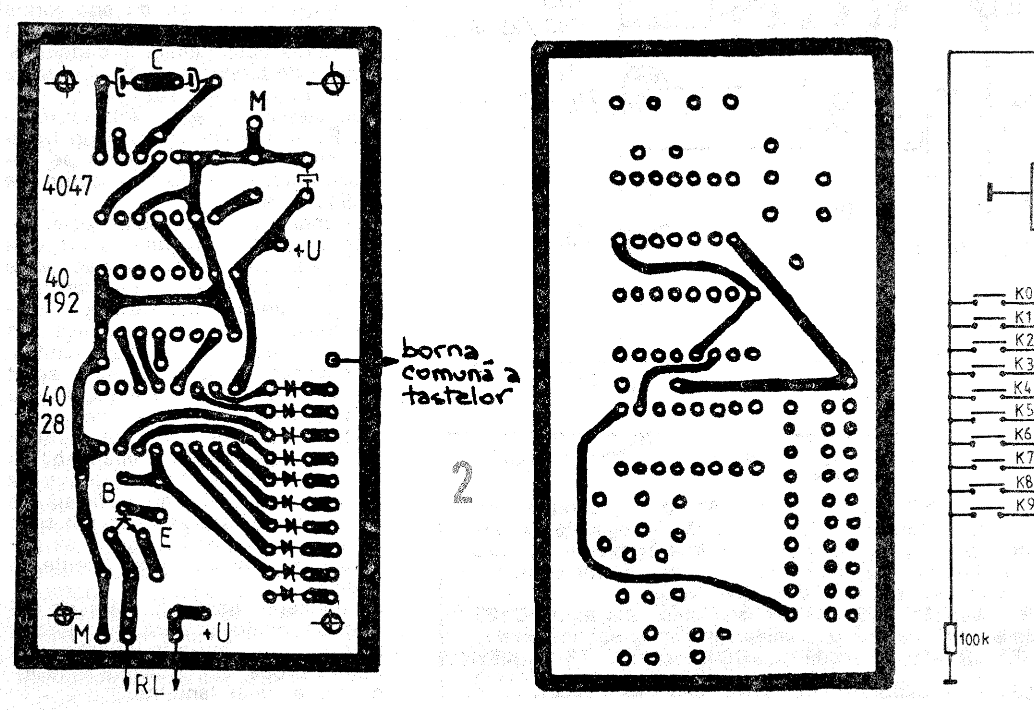
$$T = 2,48\ RC$$

Nu se vor utiliza condensatoare polarizate. Din schemă se poate observa modul de obţinere a unui condensator nepolarizat din două condensatoare polarizate. De asemenea, este recomandat ca valoarea rezistenţei R să nu depăşească 1 MΩ.

Alimentarea cifrului poate fi făcută la o tensiune de 3—12 V, iar a etajului de acţionare a releului în funcţie de tensiunea acestuia.

În figura 2 este dată o variantă de cablaj.





INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ

SONERIE CU SENZOR

Simplu divertisment sau sonerie propriu-zisă pentru apartament, bicicletă etc., cu deosebirea că nu mai face apel la clasicul buton (înlocuit aici printr-un senzor rezistiv S), montajul alăturat aduce, de fapt, o mică modificare „bătrînului" multivibrator cu tranzistoare.

Prin închiderea întrerupătorului de alimentare K, soneria se află în stare de veghe. La atingerea cu degetul, pentru un timp scurt, a senzorului S, condensatorul C3 se încarcă prin rezistența pielii (chiar dacă nu complet), ducînd la deschiderea succesivă a tranzistoarelor T4 și T5. Rezistența emitor-colector a lui T5, între punctele A și B, scade astfel brusc, multivibratorul T1—T2 intrînd în funcțiune pe frecvența dictată de valorile lui R2—R3 și C1—C2. Tranzistorul T3 amplifică semnalul audio generat, pentru redarea sa în difuzor, iar rezistența R5 limitează curentul prin sarcină.

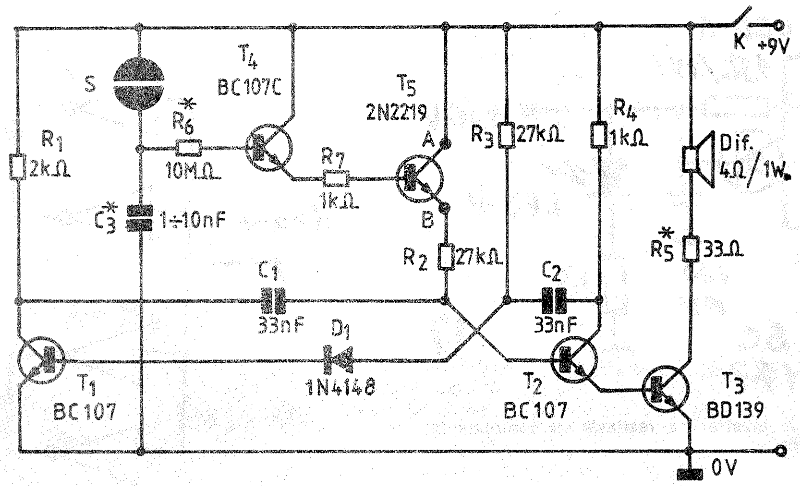
Pe măsură însă ce multivibratorul funcționează, condensatorul C3 se descarcă prin R6, R7, R2 și joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor T4, T5, T2, T3. Rezistența între A și B crește astfel treptat, ceea ce are ca efect modificarea continuă a frecvenței generate. În final, cînd T4 și T5 sînt complet blocate, oscilația încetează și montajul revine în starea de veghe, cu un consum foarte redus de curent.

O nouă atingere a senzorului, în orice moment, duce la reluarea ciclului complet.

Valorile pieselor nu sînt critice, dar este recomandabil să se utilizeze pentru T1 și T2 exemplare cu factorul beta cît mai mare, ceea ce va permite obținerea unei bune sensibilități de comandă.

Rezistența R5 se alege în funcție de puterea difuzorului utilizat.

Senzorul poate fi realizat pe o bucățică de textolit placat cu folie de cupru, prin corodare sau prin lipirea unor bucăți mici de tablă inoxidabilă pe un suport izolator adecvat.



Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

FOTORELEU NUMĂRĂTOR

Montajul alăturat a fost conceput pentru „supravegherea" unor căi de acces spre anumite spații pe care le considerăm importante, dar nu în sensul avertizării sonore sau optice, ci prin numărarea „secretă" a trecerilor prin dreptul traductorului fotoelectric. Mai concret, plecînd de la dorința de a găsi o întrebuințare practică unui contor electromagnetic disponibil (releu de cca 25 mA/300 Ω, cuplat intern cu un numărator mecanic), am realizat acest fotoreleu ce poate funcționa la fel de bine cu comandă în lumină vizibilă sau în infraroșu.

Urmărind schema, observăm ca releul Rel este montat ca sarcină în circuitul trigger-Schmitt realizat cu tranzistoarele T1 și T2. Pentru a obține o bună sensibilitate, am folosit tranzistoare cu factorul beta mare (cca 500 pentru T1 și cca 150 pentru T2), în funcție de acestea alegîndu-se experimental valorile rezistențelor R7 și R3.

După realizarea triggerului, se alimentează la 9 V și se ajustează fin trimerul R4 astfel ca releul să fie în repaus (T2 — blocat), dar suficient de aproape de pragul de basculare.

Tensiunea de alimentare nu trebuie să fie neapărat stabilizată, dar se vor lua măsuri ca ea să nu scadă sub limita care asigură anclanșarea fermă a releului (în cazul de față cca 9 V). Pentru ca reglajul pragului din R4 să nu fie afectat de fluctuațiile tensiunii de alimentare, înaintea divizorului R3-R4-R5 s-a introdus celula de stabilizare D1—R6.

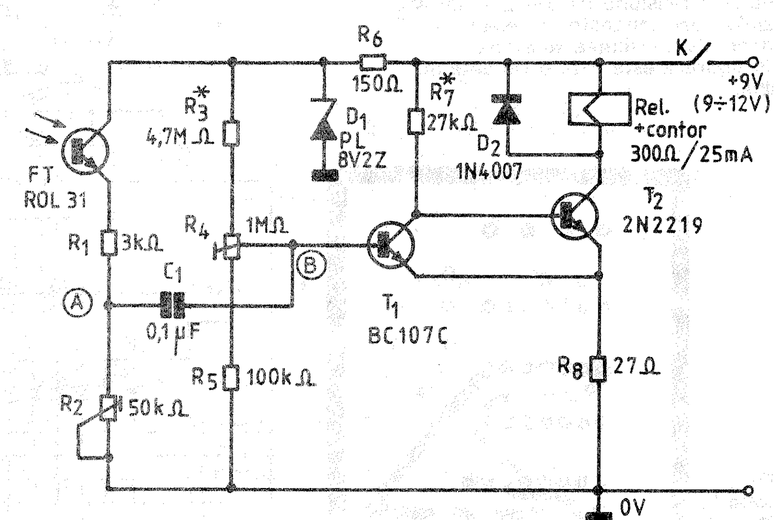
Comanda de anclanșare a releului — care duce implicit la contorizarea evenimentului — se dă sub forma unui impuls negativ în baza lui T1 (scăderea potențialului în punctul B, urmată de blocarea lui T1 și intrarea în saturație a lui T2).

În starea de veghe, fototranzistorul FT este iluminat printr-un fascicul bine focalizat și centrat pe „fereastra" lui de la distanța dorită (de ordinul metrilor).

Atunci cînd fasciculul este întrerupt pentru un timp scurt prin trecerea unui obiect opac între sursa de lumină și FT, fototranzistorul își mărește brusc rezistența emitor-colector, ceea ce se traduce prin scăderea potențialului în punctul A. Condensatorul C1 transmite acest impuls negativ în baza lui T1, cu consecințele menționate mai sus.

Ca și în cazul celorlalte montaje de acest gen, este recomandabil ca fototranzistorul să fie ferit de lumina ambiantă, naturală sau artificială (se introduce pe capsula sa un tub opac de cîțiva centimetri lungime, se poziționează orizontal și se orientează adecvat).

Iluminarea necesară stării de veghe se poate asigura cu ajutorul unui LED cu emisie în infraroșu sau pentru probe, cu fasciculul bine focalizat al unei lanterne.



NOTĂ

În articolul „Amplificator audio 25 W" din „Tehnium" nr. 5—6/1990, pag. 15, autorul nu a făcut precizări în legătură cu tipul tranzistoarelor. Cu toate că acestea nu ridică probleme, schema amplificatorului fiind clasică, menționăm mai jos tipurile dispozitivelor semiconductoare utilizate de către autor:

T1-BC177B; T2-BD139; T3-BC171B (sau chiar mai bine BD135, pentru montarea mai ușoară pe radiatorul tranzistoarelor finale); T4-BD139; T5-BD140; T6-BC172B, BC108B; T7, T8-2N3055; D1-1N4148.

OHMMETRU LINIAR

Este bine cunoscută aplicația surselor de curent constant în domeniul măsurării rezistențelor electrice, cu prețiosul avantaj de a oferi indicație liniară în întregul domeniu preconizat.

Montajul descris în continuare utilizează acest principiu, fiind conceput și experimentat pentru măsurarea rezistențelor mici, orientativ pînă la ordinul kiloohmilor sau al zecilor de kiloohmi.

Urmărind schema (figura 1), observăm că ea conține, de fapt, două surse de curent constant: prima, realizată cu tranzistorul T1 și piesele aferente, cu rolul de a stabiliza mai bine tensiunea la bornele diodei Zener D3, iar cealaltă, cu T2, destinată circuitului propriu-zis de măsurare. Curentul constant al acesteia din urmă, traversînd rezistența necunoscută Rx, va produce la bornele ei o cădere de tensiune proporțională cu Rx,

$$U_x = I \cdot R_x$$

pe care o măsoară voltmetrul V. Prin urmare, indicația voltmetrului va fi proporțională cu Rx, putîndu-se realiza, teoretic, orice domeniu de măsurare dorit, prin simpla alegere a lui I.

Să considerăm exemplul numeric din figura 1, cu D3 de tip PL6V2Z (tensiunea nominală de 6,2 V). Pentru început se realizează prima sursă, alegînd experimental valoarea lui R2 astfel încît curentul prin dioda Zener să fie de cca 25 mA. Tensiunea de alimentare (nestabilizată, dar foarte bine filtrată) poate fi între 9 V și 12 V; în raport cu fluctuațiile acesteia, tensiunea la bornele lui D3 trebuie să fie foarte bine stabilizată, practic cu variații insesizabile (eventual se sortează în prealabil dioda Zener pentru o pantă cît mai abruptă a caracteristicii inverse).

În continuare se realizează cea de-a doua sursă, pentru valoarea dorită a curentului constant, de exemplu I = 10 mA. Observăm că tensiunea de cca 6,2 V de la bornele lui D3 se distribuie pe joncțiunea BE a lui T3 (cca 0,7 V) și pe R3, sub forma căderii R3 · I; prin urmare, putem determina orientativ valoarea necesară a lui R3 cu relația:

$R_3 \approx$ (6,2 V — 0,7 V)/10 mA, rezultînd R3 ≈ 550 Ω.

Calibrarea se poate face introducînd în locul lui Rx un miliampermetru c.c. și ajustînd fin pe R3 în jurul valorii calculate astfel încît să obținem curentul de colector de 10 mA cît mai precis. O soluție comodă de reglaj este indicată în figura 2, unde R3 se înlocuiește printr-o combinație serie (a), respectiv serie-paralel (b) și (c) dimensionată pentru acoperirea plajei orientative R3 = 500 Ω÷600 Ω.

Dacă nu dispunem de un miliampermetru cu domeniu și precizie de măsurare adecvate, putem calibra sursa indirect, folosind o rezistență Rx etalon și voltmetrul V pus pe un domeniu adecvat. De exemplu, pentru Rx = 300 Ω (± 1%), vom ajusta pe R3 astfel ca voltmetrul să indice exact 3 V, ceea ce înseamnă un curent prin Rx de 10 mA. Dacă voltmetrul are tocmai 3 V la cap de scală, am realizat astfel un prim domeniu liniar de măsurare, anume Rx = 0÷300 Ω.

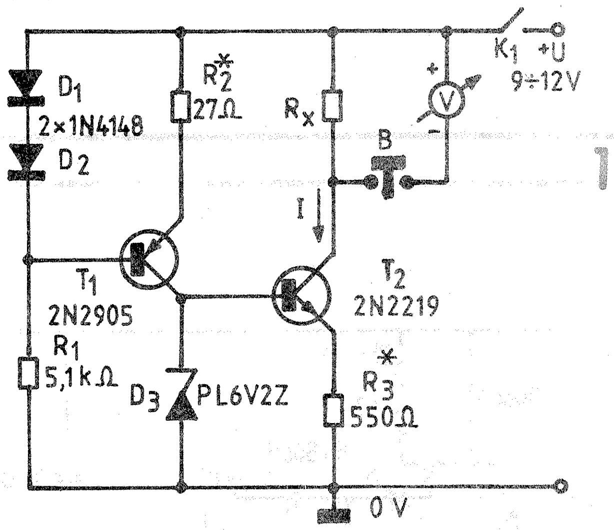
Pentru a realiza mai multe domenii, putem alege valori diferite ale curentului constant I (combinații diverse pentru R3, conform modelelor din figura 2, selectabile dintr-un comutator K2) sau/și sensibilități diferite ale voltmetrului V.

Cei ce posedă un voltmetru cu sensibilitatea de minimum 20 kΩ/V și cu domeniile c.c. de 30 mV; 0,3 V și 3 V îl pot utiliza ca atare, alegînd de pildă valorile de 10 mA și, respectiv, 0,1 mA pentru curentul constant I. În aceste condiții rezultă din combinațiile posibile cinci domenii decadice distincte de măsurare, între 3 Ω și 30 kΩ la cap de scală (vezi tabelul alăturat).

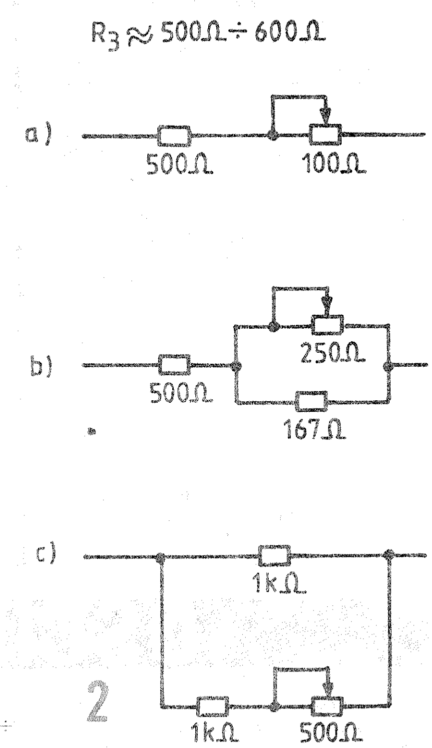
În figura 3 reamintim modalitatea realizării unui voltmetru cu domeniile indicate, plecînd, bineînțeles, de la un microampermetru suficient de sensibil. Exemplul numeric a fost dimensionat pentru un instrument cu rezistența internă Ri = 500 Ω și indicația la cap de scală Ii = 50 μA, respectiv Ui = 25 mV.

Dacă notăm cu U tensiunea dorită la cap de scală, rezistența adițională necesară se calculează cu relația:

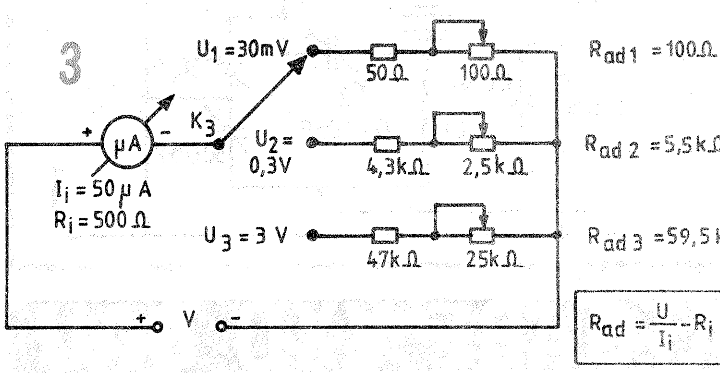
$$R_{ad} = \frac{U}{I_i} - R_i$$



1



2



3

Valoarea obținută se materializează printr-o combinație serie ajustabilă, în vederea etalonării (prin comparație cu un voltmetru de precizie).

U \ I	10 mA	0,1 mA
30 mV	0 ÷ 3 Ω	0 ÷ 300 Ω
0,3 V	0 ÷ 30 Ω	0 ÷ 3 kΩ
3 V	0 ÷ 300 Ω	0 ÷ 30 kΩ

ABC

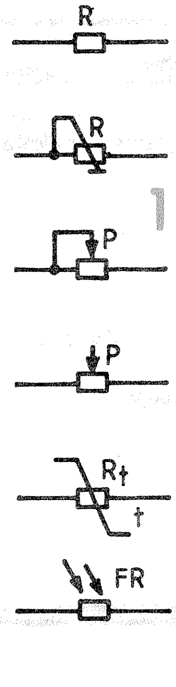
(URMARE DIN NR. TRECUT)

Posibilitățile de confuzie sînt mici (iar eforturile de exprimare riguroasă sînt mari, în virtutea obișnuinței), dar există și situații în care se impune delimitarea netă a termenilor, deoarece rezistorul prezintă numeroase alte caracteristici în afara celei vizate, respectiv rezistența electrică. Astfel, cînd vorbim despre un rezistor, putem preciza natura sa (materialul din care este constituită porțiunea activă), dimensiunile, forma, puterea de disipație maximă, modul de inscripționare etc., mențiuni care nu ar avea nici un fel de justificare alături de noțiunea de rezistență electrică.

Pe de altă parte însă, atunci cînd ne referim la un rezistor avînd în vedere exclusiv valoarea rezistenței sale electrice, ne vine mai la îndemînă să-i zicem, impropriu chiar, rezistență (de exemplu: „în serie cu baza tranzistorului se conectează o rezistență R de 2,2 kΩ"); evităm astfel utilizarea unor exprimări riguroase, dar în același timp obositoare, supărătoare, de forma: „un rezistor cu valoarea rezistenței electrice de...".

Vom adopta și noi această convenție cu care cititorii sînt, de altfel, familiarizați din paginile revistei.

Pentru că tot am anticipat vorbind despre rezistor, menționăm în figura 1a simbolul său ca element de circuit în schemele electrice de principiu (conform convenției, putem vedea în el și simbolul mărimii rezistență electrică, atunci cînd nu există riscuri de confuzie). În cazuri speciale, cînd un rezistor dat poate prezenta valori diferite ale rezistenței sale electrice, reglabile manual sau variabile în funcție de anumiți parametri externi (temperatură, iluminare etc.), vom folosi simboluri și notații diferite, de la caz la caz. Cîteva exemple uzuale sînt date în figurile 1 b, c, d, e, f.



a) Rezistor fix (rezistență)

b) Rezistor semireglabil (trimer)

c) Rezistor variabil (potențiometru utilizat ca rezistență variabilă)

d) Divizor rezistiv variabil (potențiometru utilizat ca divizor rezistiv variabil)

e) Termistor (rezistență variabilă cu temperatura)

f) Fotorezistor (fotorezistență — rezistență variabilă cu iluminarea)

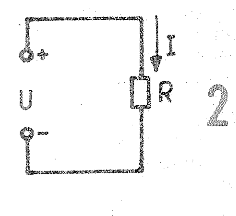
1

Cu aceste noțiuni amintite, sîntem acum în măsură să începem analiza unor circuite electrice elementare. Principalul instrument de lucru îl va constitui **legea lui Ohm**

$$I = \frac{U}{R};\ R = \frac{U}{I};\ U = R \cdot I \qquad (38')$$

care exprimă proporționalitatea directă dintre tensiunea U aplicată la bornele unei rezistențe R și intensitatea I a curentului rezultat. Se spune, din acest motiv, că rezistența electrică este un **element liniar**, calificativ sugerat și mai bine de reprezentarea sa grafică în planul I, U.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



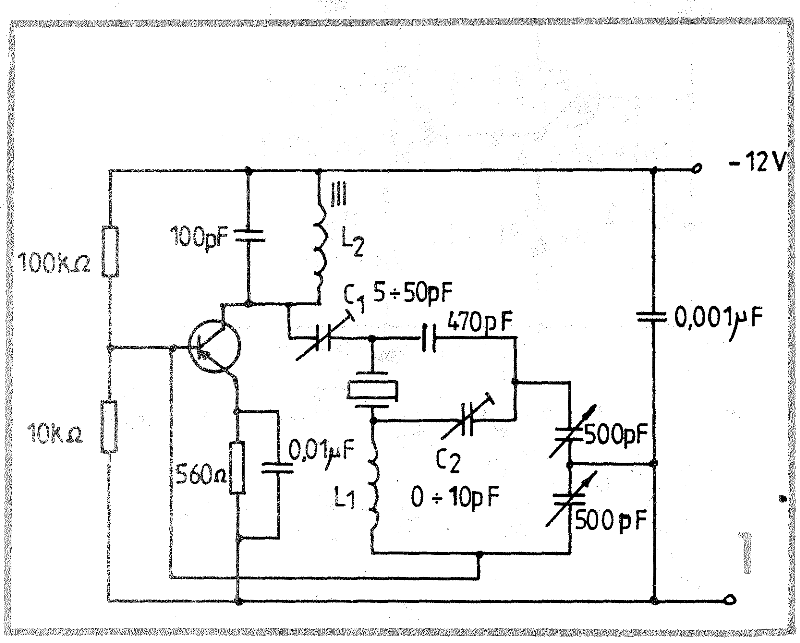
2

OSCILATOARE VXO SAU VFO?

Prof. N. CODÂRNAI, YO3ZM

Activitatea radioamatorilor atît în U.S., cît și în U.U.S., în special în telegrafie în zonele „bîntuite" de DX-uri, pune o problemă ceva mai dificilă radioamatorului doritor să realizeze lucrul la distanțe mari, și anume asigurarea unei mari stabilități a frecvenței.

În prezent în benzile aglomerate, lucrul pentru radioamatorul începător devine dificil dacă oscilatorul receptorului nu-l ajută, la care se mai adaugă și selectivitatea acestuia nu totdeauna ridicată. Mergînd — în ideea bună a cuvîntului — spre realizarea unei aparaturi de certă stabilitate, am conceput cîteva scheme de VXO-uri utilizînd cristale de cuarț ale căror armonice cad în benzile de radioamator și pot fi folosite atît în modul de lucru telegrafic, cît și în fonie în U.U.S., cu MF sau MA. Pe de altă parte, răspîndirea pe teritoriul țării noastre a unui număr mare de radioamatori, în dotarea cărora se află cristale de cuarț utilizabile în U.U.S. și uneori neutilizate, m-a făcut să pun la dispoziția acestora două grafice reprezentînd ordinul de multiplicare a frecvenței cristalelor existente, necesar construirii unor stații de U.U.S. cu posibilitatea varierii frecvențelor acestora în limite destul de apreciabile.



Aceste cristale nu sînt, de multe ori, luate în seamă pentru că ele nu sînt cu frecvența de bază în jurul a 8, 9, 12, 16 sau 18 MHz etc. O stație de U.U.S. poate fi construită și cu un oscilator pilotat pe cuarț, dar cu frecvența mai joasă (chiar sub 1 MHz), dacă se iau unele precauții la construirea acestuia. Cîteva recomandări se impun de la început: cablaj rigid cu fire ceva mai groase (0,8—1,2 mm) sau chiar mai groase, dacă frecvența cristalului este joasă și echipamentul este supus unor solicitări mecanice (echipamente portabile); construirea lui rigidă, pe cablaj imprimat pe sticlodiclad gros ≥ 3 mm, cu piste scurte pe cît posibil și un ansamblu mecanic cît se poate de rigid și fără posibilități de deformare; dacă este posibilă, termostatarea acestuia și a elementelor componente și aferente oscilatorului, deriva de frecvență în funcție de variațiile de temperatură va fi minimă. În cazul termostatării ajungîndu-se ușor sub ±10 · 10 Hz/h.

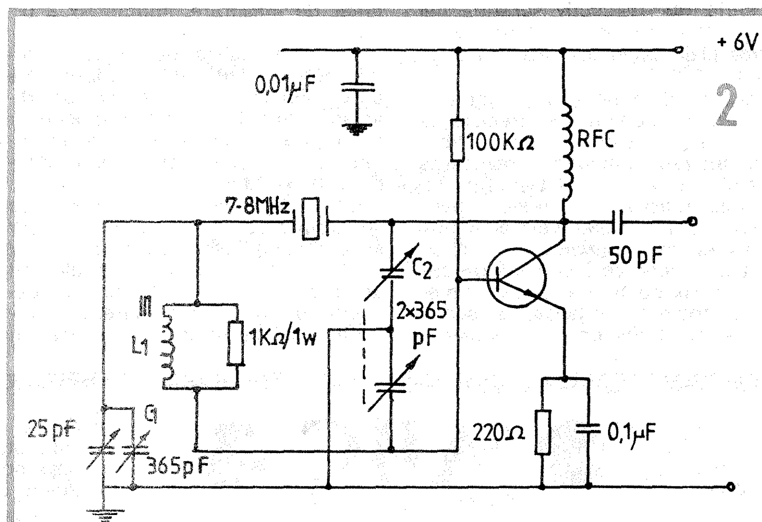
Dacă cei care doresc să lucreze pe frecvențe fixe în benzile de U.U.S. își iau aceste măsuri de care am vorbit mai sus, pot construi echipamentului lor oscilatoare cu cuarț.

Cele două grafice pe care le-am pus la dispoziția dv. sînt aferente benzilor de 144 MHz și 430 MHz. Forma lor triunghiulară, cît și numerele X2, X3, puse pe o rețea de linii, indică direcția și ordinul de multiplicare prin care frecvența unui cristal poate ajunge în banda de 144—146 sau 430—440 MHz.

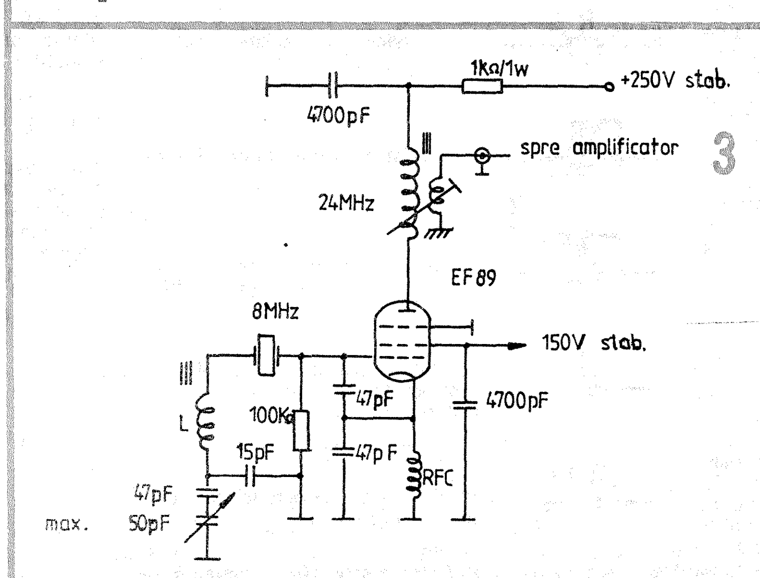
De exemplu, un cristal din intervalul 4,5—4,562500 MHz poate fi multiplicat X2 de 32 de ori și ajunge în 144 MHz, iar un cristal de 1,333 334 MHz poate ajunge în aceeași bandă multiplicat X3, X3, X3, X2, X2 = 144...146 MHz... de 108 ori. Veți spune... „e prea de tot..." Eu spun ca nu, pentru că acest cristal făcut VXO cu o derivă de ±1,33 kHz ar oferi o acoperire de 1,33x108x2=287,...kHz; aceasta ar reprezenta, de fapt, 5 multiplicări succesive de ordinul 3 și două dublări de frecvență, plus o amplificare eventual în 144 MHz. În același mod se poate calcula ordinul de multiplicare al frecvenței cristalelor destinate benzii de 432 MHz sau 1 296 prin multiplicare X3 a frecvenței de 432 sau X9 a frecvenței de 144 MHz (mai sînt și variante folosind doar dublarea de frecvență).

Pentru cei ce doresc să lucreze în U.S. sau în U.U.S. spre capătul inferior al benzilor, în zona de DX, recomandăm trei scheme de VXO-uri a căror minimă derivă este de ±5% din frecvența cristalului utilizat.

Schema din figura 1 reprezintă un VXO construit de ZE6JG și publicat în QST, noiembrie 1962. Radioamatorul respectiv l-a construit pentru banda de 2 m utilizînd un cristal de 9 MHz a cărui frecvență a deplasat-o cu aproximativ 5% din frecvența de bază, ajungînd în timp la o variație de aproximativ 200 kHz. Tranzistorul utilizat este de tipul cu difuzie, OC171. Circuitul din colector este acordat astfel încît să se obțină pe întreg ecartul de variație a frecvenței o amplitudine rezonabilă, constantă la ieșire.



Bobina L1 trebuie să fie de foarte bună calitate și conține 80 de spire din sîrmă CuEm 0,22—0,23 mm bobinate pe un suport de 1/4' (6,35 mm) cu miez de ferită sau ferocart. Bobina L2 are 3,127 µH, tot cu miez reglabil, și se va acorda pe frecvența de rezonanță a cuarțului. Autorul relatează: „Banda acoperită de oscilator este determinată de tipul cuarțului, de inductanța serie și de capacitatea C2. Deoarece punctul de rezonanță serie al inductanței și capacității șunt sînt apropiate, deviația crește pînă cînd oscilația nu mai este controlată de cristal. L1 este o inductanță mare pentru ca să devieze frecvența pînă la jumătatea acoperirii cerută cu C2 la minim și apoi C2 este ajustat pentru a obține ecartul exact de frecvență".



Rezultatele raportate de ZE6JG sînt următoarele: un „drift" de 200 Hz în primele 30 de minute; 100 Hz și mai puțin după următoarele 5 minute; apoi doar cîțiva hertzi/h. Variația de temperatură tinde să cauzeze fuga de frecvență pînă la stabilirea frecvenței finale (deriva cea mai mare de frecvență naturală a cuarțului).

Din cele relatate de ZE6JG reiese că la frecvența de 144 MHz, cu un cuarț de 9 MHz se poate obține o derivă de frecvență cu temperatura de cca 3—400 Hz după 5 minute, ceea ce nu este prea supărător; o variație minimă se obține însă luînd o măsură ceva mai bună: termostatarea (despre aceasta va fi vorba ceva mai tîrziu).

O altă variantă de VXO de largă deviere de frecvență a fost realizată de Gus Gerke-K6BIJ, publicată în „Ham Radio", august 1970. Oscilatorul a confirmat o stabilitate excep-

ţională în banda de 7 MHz, la o variaţie de frecvenţă de 50 kHz cu un VXO format dintr-un cuarţ cu frecvenţa fundamentală de 7 MHz, de tipul FT241. Aceasta este o variaţie de frecvenţă considerabil de mare atunci cînd este folosit un VXO, considerată ca fiind posibilă pentru folosirea acestuia în condiţiile de operare de reală stabilitate; cu toate că în patentul original din 1940 pentru frecvenţa variabilă a oscilatoarelor cu cristal s-a sugerat cu certitudine că o aşa de largă variaţie de frecvenţă poate fi realizată. K6BIJ a prezentat diverse circuite pentru VXO tranzistorizat pe care el le-a considerat stabile pentru un ecart de 50 kHz în banda de 7 MHz (figura 2). Bobina L1 are 40 de spire din CuEm 0,2 mm, bobinate spiră lîngă spiră pe carcasă 3/8" (9,3 mm) cu miez reglabil. Tipurile de tranzistoare sînt relativ necritice (K6BIJ sugerează folosirea tranzistoarelor 2N706, 2N2219, 2N3866, 40237 etc.). El indică să se folosească o tensiune de alimentare cît se poate de redusă pentru a evita efectul termic asupra joncţiunilor, care creează în final driftul atît de nedorit (stabilizarea tensiunii de alimentare suplimentară cu PL6V2 etc.).

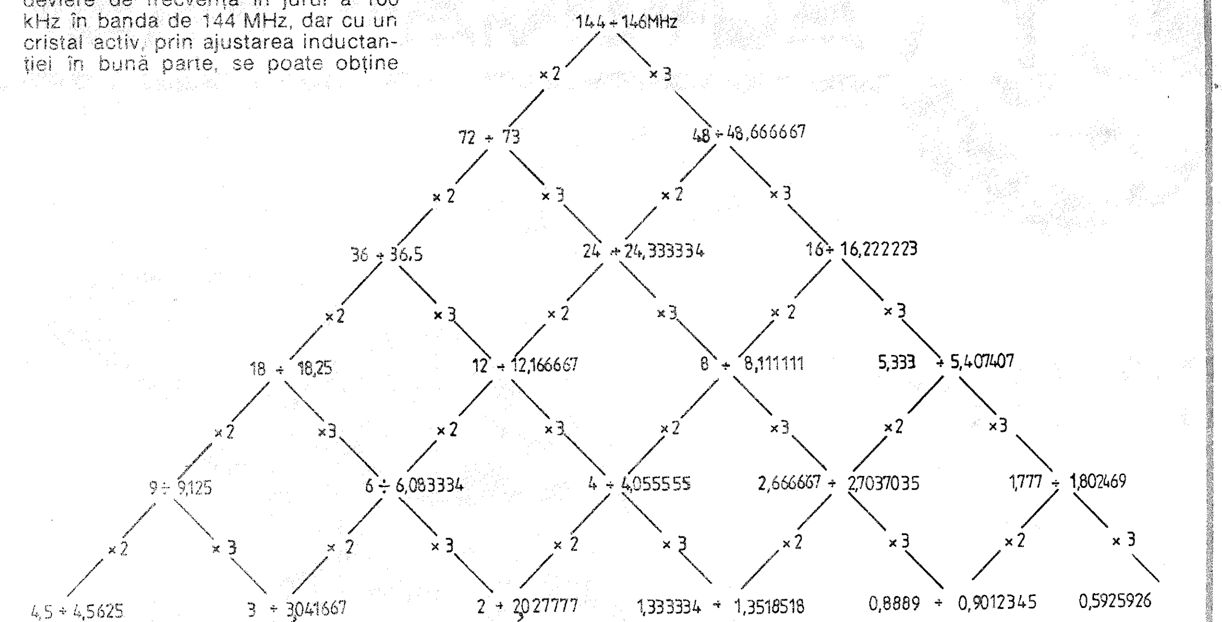
Cînd valoarea condensatorului C2 a fost stabilită pentru ca montajul să funcţioneze corect, se recomandă folosirea experimentală a unui condensator de 2x365 pF de receptor etc.; în locul lui se pot monta două condensatoare cu mică argintată (tip caramelă) de valoare identică, de exemplu 200 pF, 220 pF, 270 pF etc.

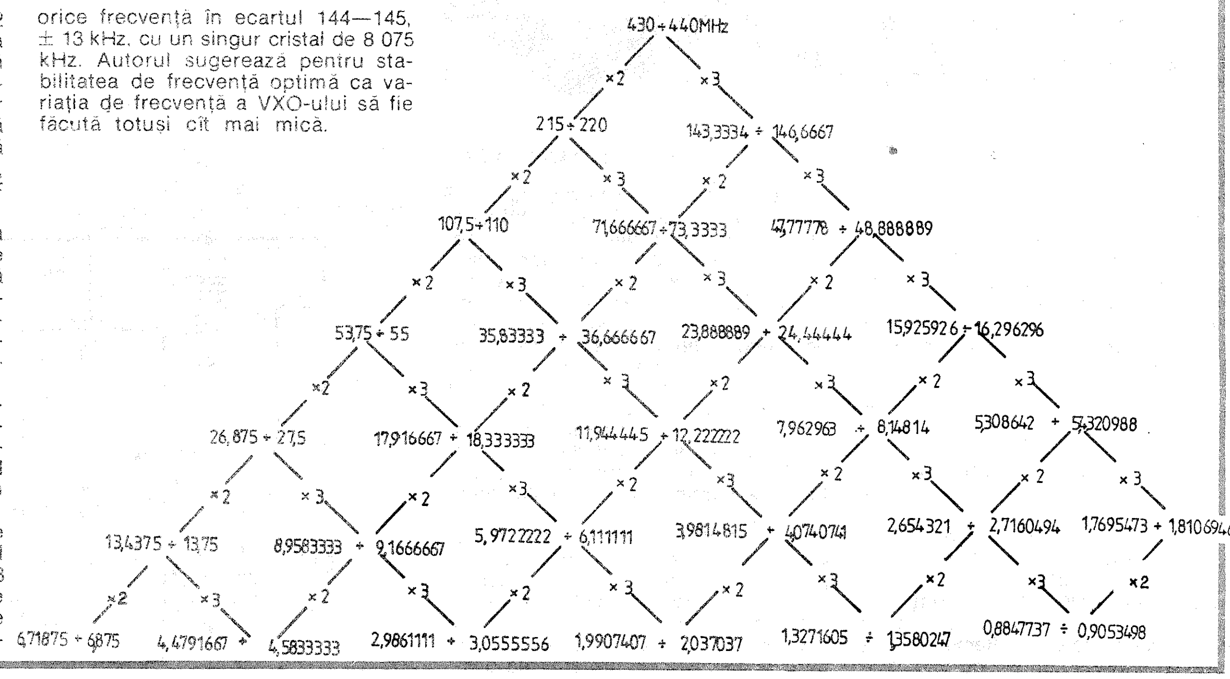
Cea de-a doua cerinţă se referă la condensatoarele variabile terminale (C1), şi anume autorul sugerează folosirea condensatoarelor cu caracteristica de variaţie liniară a frecvenţei în funcţie de capacitate pentru a putea fi făcută o etalonare liniară a VXO-ului direct în kHz.

Schema a treia este pentru radioamatorii care utilizează încă aparatură cu tuburi electronice. Oscilatorul a fost construit de G2BVN după schema descrisă de F8NB în „Radio REF".

Această unitate este folosită de asemenea în banda de 2 m utilizînd un cristal de cuarţ cu frecvenţa de 8 MHz, iar stabilitatea depinde foarte mult de construcţia montajului şi de bobina din circuitul grilei de comandă a tubului.

Capacitatea de 50 pF produce o deviere de frecvenţă în jurul a 100 kHz în banda de 144 MHz, dar cu un cristal activ, prin ajustarea inductanţei în bună parte, se poate obţine orice frecvenţă în ecartul 144—145, ± 13 kHz, cu un singur cristal de 8 075 kHz. Autorul sugerează pentru stabilitatea de frecvenţă optimă ca variaţia de frecvenţă a VXO-ului să fie făcută totuşi cît mai mică.





PREAMPLIFICATOR

I. MIHAI

Preamplificatorul prezentat lucrează în gama de 2 m şi este foarte eficient în special la lucrul în portabil. Semnalul din antenă este aplicat pe o priză a bobinei L1 şi apoi amplificat de tranzistorul cu efect de cîmp de tipul BF244. În drena acestui tranzistor este conectat tot un circuit oscilant acordat în 2 m. Cuplajul dintre preamplificator şi transceiver se face prin înfăşurarea L4. Ca montajul să devină stabil în funcţionare, între drenă şi poartă este montat un circuit de neutrodinare constituit din bobina L2 şi un condensator de 470 pF.

Bobinele sînt construite astfel:
L1=5,2 spire (cu priză la spira 1,2) din CuAg 0,5, pe carcasă cu diametrul de 6,5 mm; L2=10 spire CuEm 0,3, pe carcasă cu diametrul de 5 mm; L3=L1; L4=1,5 spire CuAg bobinate lîngă L3.

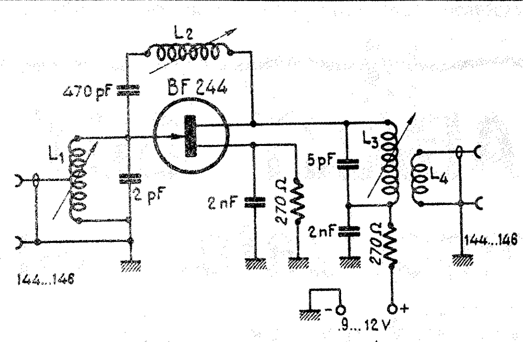
Montajul se realizează pe cablajul imprimat al cărui desen este prezentat alăturat.

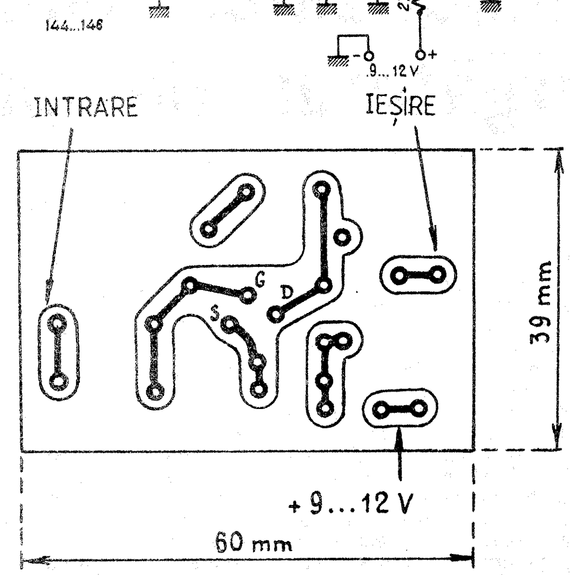
În timpul montării pieselor recomandăm următoarele: bobinele L1 şi L3 sînt montate în poziţie orizontală, dar axele lor să fie perpendiculare una faţă de alta. Bobina L2 se fixează sub cablaj (pe partea placată). La aceasta bobină se recomandă miez apt pentru banda de 430 MHz.

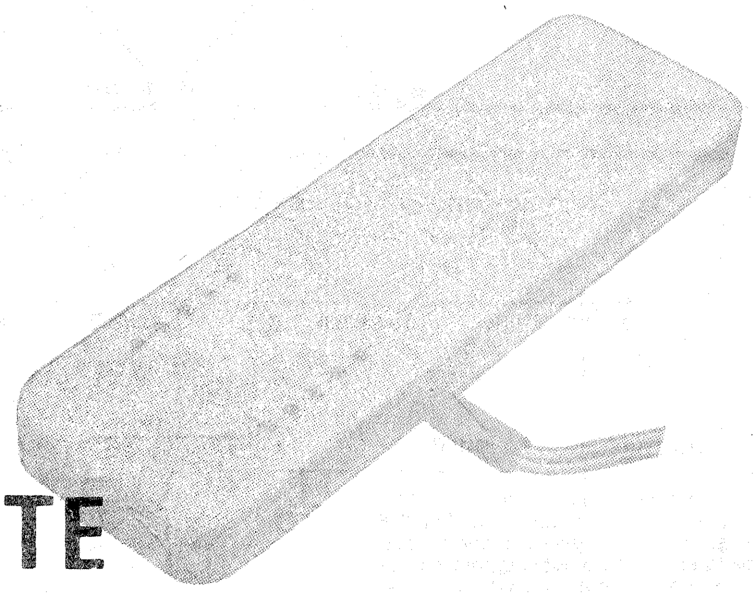
Circuitul de neutrodinare se acordează pe frecvenţa de 145 MHz.

Alimentat la 12 V, cîştigul amplificatorului este de 18 dB, pe cînd la o tensiune de alimentare de 9 V cîştigul se reduce la 15 dB, deci două puncte pe scara S.

Întregul amplificator se introduce într-o cutie metalică.







CONTOR pentru EVENIMENTE

Fiz. GH. BĂLUȚĂ

În cele ce urmează este prezentată schema unui „contor de evenimente" care permite supravegherea discretă a ușii de la o încăpere sau dulap la care nu trebuie să aibă acces decît proprietarul.

La ușa respectivă se montează un microîntrerupător ce este acționat prin deschiderea ușii, iar un numărător contorizează manevrele efectuate. Prin urmărirea numărului de deschideri ce au fost făcute de la ultima manevrare „autorizată" se pot depista eventualele imixtiuni ale unor persoane nu tocmai bine intenționate.

Schema contorului electronic este dată în figura alăturată. Se folosește un numărător „în inel" pînă la 10, integrat (tip MMC4017). El conține 5 celule master-slave tip D și are 10 ieșiri decodificate. La fiecare închidere a contactului K, numărătorul armează cu un pas. Astfel vom constata „translatarea" semnalului 1 logic la următoarea ieșire a circuitului. Starea numărătorului este indicată prin aprinderea unuia din cele zece LED-uri conectate, prin intermediul unor tranzistoare amplificatoare de curent, la ieșirile circuitului integrat.

Pentru a se evita consumul inutil de energie din baterie, citirea stării numărătorului se face numai la dorință, prin apăsarea pentru scurt timp a push-butonului I. Astfel, consumul fără afișare este foarte redus (sub 0,1 mA) și un set de baterii de tip R6 de bună calitate asigură funcționarea continuă a montajului timp de 6 luni.

Nu a fost prevăzut un buton de readucere la zero a numărătorului, pentru a realiza o „cifrare" a dispozitivului de supraveghere. Înainte de închiderea ușii se va face o citire a stării numărătorului și se va memora cifra respectivă. La următoarea deschidere se poate constata dacă numărătorul a avansat doar cu un pas față de starea știută sau au avut loc și alte manevrări „ilicite" ale ușii.

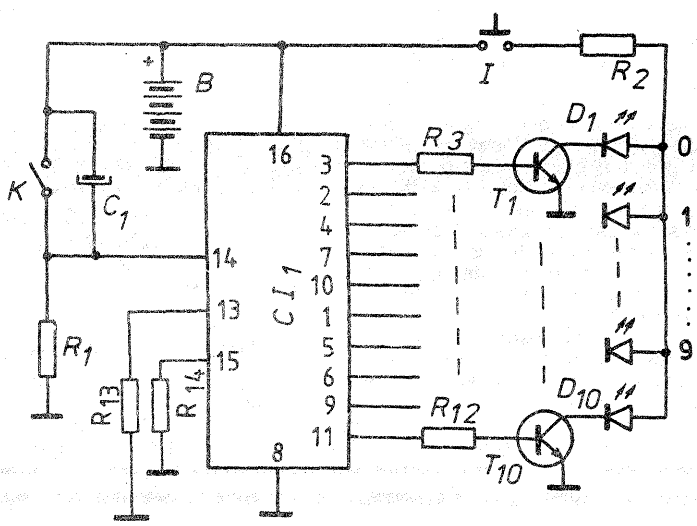
K trebuie să asigure un contact ferm, fără „bîlbîieli" la trecerea dintr-o stare în alta. Se recomandă insistent utilizarea unui microîntrerupător de construcție industrială (eventual miniatură).

În fotografia alăturată este prezentată o realizare practică a montajului. Cutia (penar din plastic) conține și sursele de alimentare. Legătura cu cablul care duce la microîntrerupătorul K se face printr-o fișă de cască miniatură. Pentru o citire rapidă, LED-urile sînt așezate pe două rînduri de cîte cinci, iar LED-ul din mijlocul fiecărui rînd are o altă culoare.

Montajul se va amplasa în interiorul incintei protejate, într-un loc greu de depistat.

LISTA DE PIESE

CI_1 — MMC4017; T_{1-10} — BC172B; D_{1-10} — LED; R_1 — 330 kΩ; R_2 — 390 Ω; R_{3-12} — 39 kΩ; R_{13-14} — 22 kΩ; C_1 — 4,7 μF/10 V; B — baterie 6 V (4xR6).



„TRABANT 601": Temporizator pentru ștergătorul de parbriz

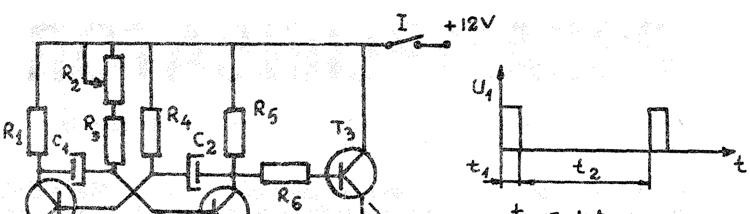
Ing. GH. TĂTARU, Focșani

Realizarea unui temporizator pentru ștergătorul de parbriz reprezintă o problemă relativ simplă, implicînd puține modificări în schema electrică a mașinii și un număr redus de componente electronice.

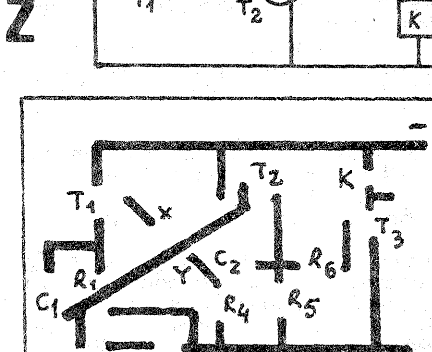
Schema prezentată se aplică atunci cînd tensiunea de alimentare este de 12 V, iar în situația în care instalația a fost modificată de la 6 V la 12 V nu mai este necesară înlocuirea ștergătorului de parbriz.

Funcționarea se bazează pe un circuit basculant astabil realizat cu T_1 și T_2 (figura 1), durata dintre două impulsuri (t2) fiind dependentă de valorile R_2, R_3 și C_1, iar timpul cît ștergătorul de parbriz este acționat (t1) depinde de R_4, C_2. Schema permite, prin intermediul potențiometrului R_2, modificarea intervalului t2 (durata între două acționări ale ștergătorului de parbriz) de la 2 s la 25 s.

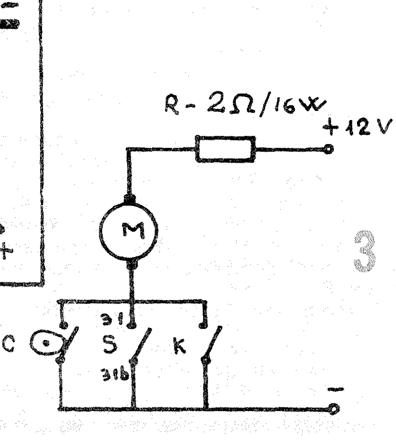
Circuitul imprimat pentru realizarea temporizatorului este prezentat în figura 2. Între punctele X și Y de pe cablaj se va monta un conductor. După montarea componentelor pe placa de circuit imprimat se va măsura tensiunea U_1, iar dacă nu se obține temporizarea dorită, prin acționarea potențiometrului R_2, se poate înlocui, pentru încercări, R_4



1



2



3

SENZOR — SEMNALIZATOR

FLORIN ȚEBRENCU, Piatra Neamț

1. DESCRIERE

Acest senzor-semnalizator este destinat sesizării și semnalizării prezenței, pe conductele din apartamente, a apei calde.

Montarea acestui senzor pe conducte nu implică nici o intervenție sau modificare a instalației de apă.

În figura 1 sînt prezentate elementele componente ale senzorului, precum și modul de montare pe conductă: 1) conducta pe care se montează senzorul; 2) contraplacă de fixare; 3) placa de bază; 4) suporturi fixare placă circuit imprimat; 5) placă circuit imprimat; 6) capac de protecție; 7) cablu; 8) termistoare; 9) șuruburi de fixare.

2. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

Ca senzor de temperatură se folosesc două termistoare de 130 Ω la 20°C, legate în serie și fixate pe placa de bază prin înșurubare (construcția acestora permițînd acest lucru), asigurîndu-se astfel un contact termic cît mai bun.

Partea electronică este un termostat simplu și ușor de construit. Schema electrică este prezentată în figura 2.

În momentul în care pe conductă circulă apă fierbinte, aceasta se încălzește. Cele două termistoare sesizează variația de temperatură, producînd variația tensiunii de colector a lui T1, care, depășind pragul de basculare a triggerului (reglat din P1), va determina comutarea acestuia. Tranzistorul T2 se va debloca, iar tranzistorul T3 se va bloca, decuplînd releul.

Cînd nu mai este apă caldă, temperatura conductei scade, rezistența termistoarelor crește, conducînd la o rebasculare a triggerului și o reanclanșare a releului.

Releul va avea un contact NI și unul ND. Cu aceste contacte se înseriază cîte un bec de 3,5 V/0,2 A, alimentate dintr-un transformator.

Astfel, cînd nu este apă caldă pe conductă, bobina releului este sub tensiune, determinînd deschiderea contactului NI și închiderea contactului ND. Becul înseriat cu contactul NI (de culoare verde) se stinge, iar becul înseriat cu contactul ND (de culoare roșie) se va aprinde, avertizîndu-ne că nu este apă caldă.

Atunci cînd este apă caldă, releul decuplează, contactele revenind la starea inițială. În această situație becul roșu se va stinge, iar cel verde se aprinde, indicîndu-ne că este apă caldă.

3. INDICAȚII PRIVIND REALIZAREA RELEULUI

Un releu miniatură se poate realiza dintr-un tub de sticlă (de exemplu dintr-o pipetă). În figura 3 este prezentat modul de realizare.

Gîtul pipetei se secționează la locul indicat. Se procură de la un releu (sau se confecționează) o lamelă elastică prevăzută la un capăt, pe ambele fețe, cu contacte argintate. La celălalt capăt al lamelei se lipește un electrod (se cositorește).

Se introduce lamela în pipetă prin partea largă, scoțînd electrodul prin partea subțire. Electrodul se rigidizează de tubul de sticlă cu adeziv (electropastă).

Celălalt capăt al pipetei se astupă cu un dop electroizolant, prin care trec celelalte două lamele (2 și 3). Și aceste lamele au contacte argintate, dar numai pe partea interioară. Una din aceste două lamele va forma cu lamela 1 un contact NI, cu cealaltă lamelă formînd un contact ND.

După introducerea dopului cu lamelele fixate pe el, acesta se fixează cu adeziv. Pe tubul de sticlă, în dreptul contactelor, se introduce o bobină confecționată pe o carcasă din material plastic. Bobina se fixează pe corpul de sticlă cu cîteva picături de lac. Astfel releul este gata. În figura 4 este prezentat modul în care se pot face alimentarea și semnalizarea cu acest senzor.

4. INDICAȚII DE MONTAJ

Porțiunea de conductă pe care se montează senzorul se curăță bine.

Este indicat ca senzorul să se monteze pe conducta principală, nu pe conducta de racord la baie sau bucătărie, deoarece pe conducta principală circulația apei este permanentă (cît timp este apă caldă) și deci mereu caldă.

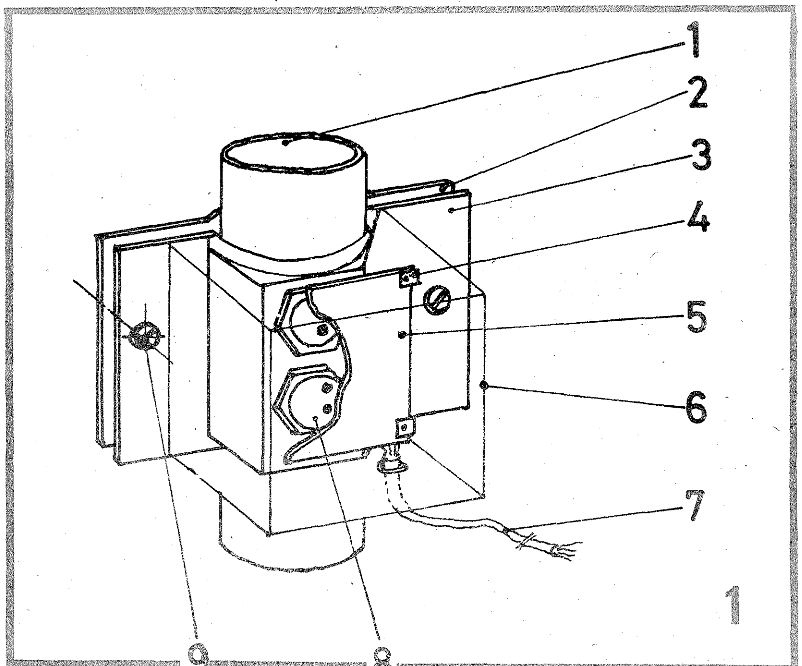
Între conductă și senzor se așază o foiță de plumb pentru a realiza un cît mai bun contact termic.

Suprafața dintre termistoare și placa de bază se va unge cu vaselină siliconică.

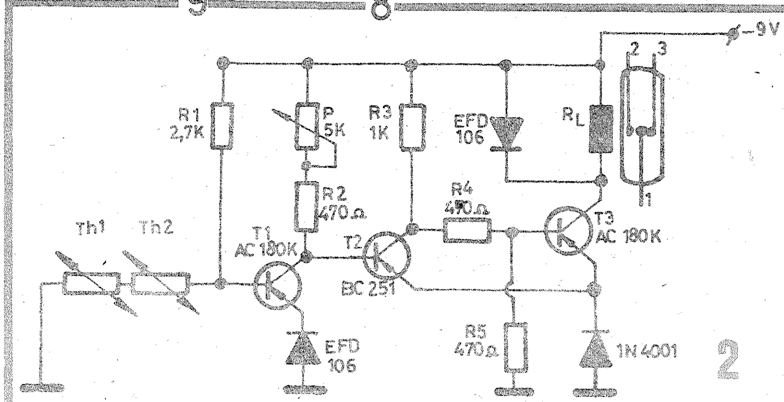
Capacul care acoperă întreg ansamblul trebuie să etanșeze perfect interiorul în care este montată partea electronică.

Tabloul pe care se montează cele două becuri și întrerupătorul general este indicat a se monta în hol; de asemenea, nu este necesar ca instalația să fie în permanență sub tensiune. La sosirea în apartament se pune sub tensiune, iar la plecare, cînd se constată și prezența sau lipsa apei calde, se scoate de sub tensiune.

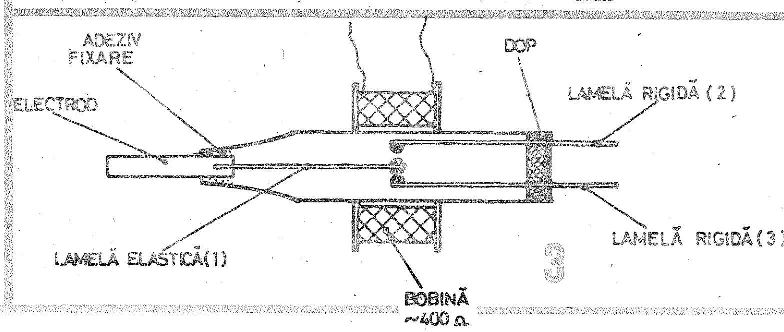
Folosind un astfel de senzor, scăpăm de obsesia robinetelor uitate deschise, a inundațiilor și a tuturor consecințelor care decurg.



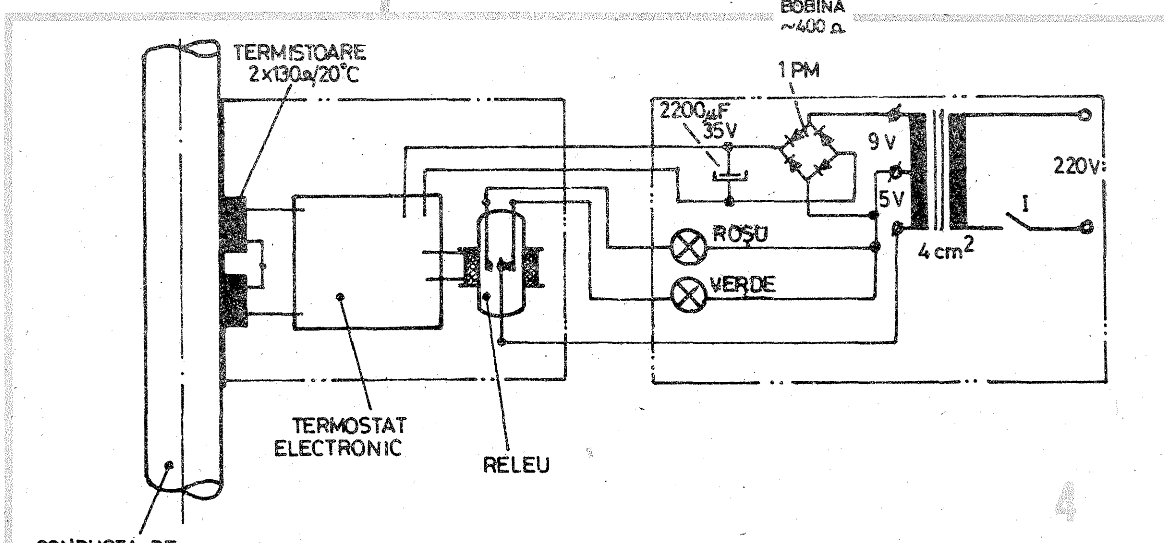
1



2



3



4

cu un semireglabil.

După realizarea verificărilor, montajul se va introduce într-o carcasă, iar potențiometrul R_2 se va monta pe bord, de preferință lîngă întrerupătorul existent pentru ștergătorul de parbriz. Potențiometrul R_2 va avea cuplat întrerupătorul I (figura 1) care permite alimentarea schemei cu tensiune electrică.

Legăturile la ștergătorul de parbriz se vor realiza conform figurii 3, unde rezistența R se va monta numai în situația în care s-a modificat instalația mașinii de la 6 V la 12 V.

S reprezintă întrerupătorul existent pe mașină pentru acționarea ștergătorului de parbriz, care se va utiliza în situația în care ploaia este intensă (contactele 31 și 31 b).

În celelalte cazuri se va acționa R_2 care va alimenta intermitent motorul ștergătorului de parbriz (prin intermediul contactului K), durata între două acționări fiind dependentă de poziția lui R_2. Aducerea ștergătorului de parbriz la capăt se realizează cu ajutorul camei C.

Piese componente:

T_1, T_2 — BC108, 109, 170, 172, 173; T_3 — AC180, AC188; R_1 — 3,5 kΩ; R_2 — 500 kΩ; R_3 — 82 kΩ; R_4 — 180 kΩ; R_5 — 2,2 kΩ; R_6 — 1,2 kΩ; C_1 — 100 µF/16 V; C_2 — 10 µF/16 V.

HI-FI

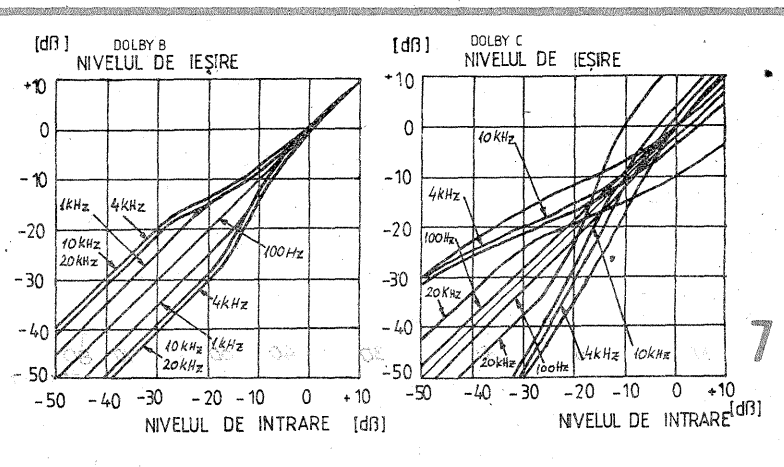
SISTEMUL DOLBY B

Ing. EMIL MARIAN

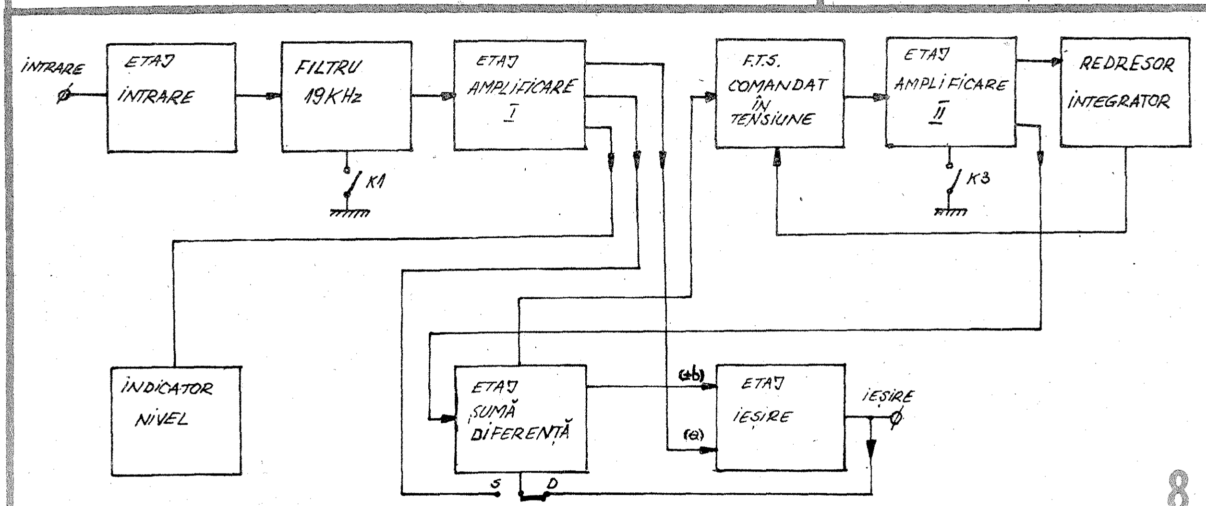
(URMARE DIN NR. TRECUT)

La înregistrare, sistemul electronic se poate concepe relativ ușor deoarece, teoretic, ajungem să realizăm o expansiune dinamică a semnalelor electrice slabe, lăsînd nemodificate semnalele electrice puternice. La redare, problema se complică deoarece trebuie să știm cînd trebuie efectuată compresia semnalului electric și cu cît trebuie compresat pentru a egala gradul de expansiune, în scopul obținerii unui semnal electric identic cu cel inițial. Apare obligatorie folosirea unui sistem electronic prevăzut cu un algoritm de așa natură încît să includă elementele funcționale caracteristice înregistrării și redării, conform celor prezentate anterior. Să analizăm diagramele prezentate în figura 2. Ele reprezintă modul de corectare a semnalului audio inițial ce urmează a fi înregistrat. Nivelul de zero dB corespunde semnalului electric de amplitudine maximă (fortissimo), iar nivelul de — 40 dB corespunde semnalului de amplitudine minimă (de 100 ori mai mic decît semnalul maxim). La 0 dB nu se face nici o corecție. La — 10 dB se face o expansiune de plus 2 dB la frecvența 2 000 Hz, acțiunea de expansiune pornind de la frecvența de 500 Hz. Pentru un nivel de intrare al semnalului util de — 20 dB, expansiunea este de ordinul a +5 dB pentru frecvența de 2 000 Hz, pornind tot de la frecvența de 500 Hz. Pentru un nivel minim de minus 40 dB, expansiunea prezintă un nivel de **+ 8 dB la 2 000 Hz, pornind de la 200 Hz, iar la frecvența de 10 000 Hz expansiunea atinge nivelul de + 12 dB. Este ușor de văzut că expansiunea este maximă către frecvențele înalte și nivelul mic al semnalului audio util, deoarece aici se situează spectrul audio al zgomotului de fond care trebuie eliminat (fig. 6). La redare este prevăzut un dispozitiv electronic care execută riguros identic gradele de comprimare a semnalului audio inregistrat, în scopul obținerii semnalului audio inițial (nemodificat). O explicație și mai clară a modului de funcționare a sistemului reducător de zgomot este oferită de schemele funcționale prezentate în figurile 3 și 4. În timpul înregistrării (fig. 3), o parte a semnalului audio amplificată suplimentar este adăugată semnalului inițial, audiție care urmărește sistemul de codificare prezentat în figura 2. Urmărind schema-bloc din figura 3, se observă că semnalul inițial este repartizat pe două căi. Calea principală nu modifică semnalul inițial (semnalul a). Calea auxiliară selecționează componentele de amplitudine mică și cu frecvența ridicată (pornind de la 400 Hz) ce trebuie adăugate la semnalul principal (semnalul b), urmărindu-se obținerea semnalului modificat conform algoritmului prezentat în figura 2, semnal destinat înregistrării (semnal a + b).**

Să analizăm schema-bloc a circuitului auxiliar, prezentată în figura 5. tensiunea continuă furnizată de integratorul neliniar este comandată în final panta variabilă a filtrului trece-sus F_2. Rezultă imediat modul de funcționare a circuitului auxiliar. La



7



8

Semnalul inițial se aplică unui filtru trece-sus F_1, unde, de la început, se elimină componentele de frecvență joasă ale semnalului audio util. După această prelucrare semnalul conține numai componente de frecvență medie înaltă. Ulterior, semnalul corectat se aplică unui filtru trece-sus comandat în tensiune F_2 și apoi unui amplificator de tensiune A_2. Panta filtrului trece-sus F_2 se reglează în mod continuu, în funcție de amplitudinea semnalului de intrare. Semnalul care apare la ieșirea filtrului trece-sus F_1 este prelucrat de filtrul F_2 și, totodată, se aplică la intrarea amplificatorului de tensiune A_2. Semnalul furnizat de blocul de amplificare A_2 este redresat de un bloc redresor și apoi aplicat unui bloc integrator neliniar. Cu semnale mari de frecvență medie înaltă, acestea sînt amplificate puternic de amplificatorul A_2, redresate în blocul redresor și aplicate blocului integrator neliniar care comandă blocarea filtrului F_2. În acest caz la ieșirea amplificatorului A_1 nu se obține semnalul auxiliar (semnalul b), deci pentru semnale inițiale de intrare care conțin un spectru de frecvențe medii înalte cu amplitudine mare, blocul auxiliar nu adaugă la semnalul destinat înregistrării un semnal suplimentar b. În cazul apariției unor semnale cu amplitudine mică de frecvență medie înaltă, acestea sînt amplificate insuficient de blocul amplificator A_2, redresate de blocul redresor și în final aplicate integratorului neliniar care furnizează o tensiune continuă insuficientă pentru blocarea filtrului F_2. În această situație, semnalele de frecvență medie înaltă trec prin filtrul F_2, sînt amplificate ulterior de amplificatorul A_1 și însumate cu semnalul inițial (se obține semnal a+b). Acest semnal destinat înregistrării este în mod evident „amplificat“ în ceea ce privește spectrul frecvențelor medii înalte de amplitudine mică. Se menționează că amplificarea suplimentară b a semnalului electric inițial se face conform algoritmului prezentat în figura 2, în mod continuu. În momentul redării (fig. 4), un sistem de codificare identic cu cel utilizat la înregistrare permite identificarea amplificării suplimentare a frecvențelor medii înalte proprii semnalelor de amplitudine redusă (semnal B). Semnalul amplificat suplimentar este „scăzut“ din semnalul amplificat în urma înregistrării. În final, la ieșirea din amplificator se obține semnalul original inițial (semnalul a). Se observă, în situația redării, plasarea amplificatorului auxiliar într-o buclă de contrareacție, în opoziție de fază cu semnalul înregistrat. Prin însumarea celor două semnale (a+b) și (—b) se obține semnalul inițial (a), neafectat de zgomotul de fond propriu benzii magnetice și sistemul de înregistrare-redare. Se menționează că în componența reală a sistemului DOLBY se includ încă o serie de blocuri funcționale, asupra cărora se va insista la analiza schemei electrice generale complete.

În figura 6 este prezentată caracteristica tipică a spectrului de zgomot propriu unei benzi magnetice ce echipează o casetă audio (caracteristica tipică după normativul DIN 45 406, pentru viteza benzii de 4,75 cm/s). Se observă în mod clar că zona de lucru a sistemului reducător de zgomot trebuie să cuprindă în mod obligatoriu spectrul frecvențelor medii înalte (400 Hz ÷ 12 500 Hz). Ca urmare a acestui fapt, sistemul DOLBY B a fost proiectat astfel încît să lucreze în mod continuu tocmai în acest interval al benzii de audiofrecvență. În figura 7 sînt prezentate caracteristicile funcționale ce evidențiază funcția de compandor a sistemului DOLBY. În mod obligatoriu caracteristicile de lucru, atît cele de compresie, cît și cele de expansiune, trebuie să fie complementare.

Schema-bloc completă a sistemului DOLBY B este prezentată în figura 8. Schema electrică generală a

sistemului DOLBY B este prezentată în figura 9. Se remarcă prezența următoarelor blocuri funcționale:
— etajul de intrare;
— filtrul 19 kHz;
— etajul de amplificare AI;
— filtrul trece-sus comandat în tensiune;
— etajul de amplificare AII;
— blocul redresor integrator;
— etajul sumă-diferență;
— etajul de ieșire;
— indicatorul de nivel.

Performanțele tipice ale schemei electrice proprii reducătorului de zgomot DOLBY B prezentat în această lucrare sînt următoarele:
— tensiunea de alimentare U_A= 15 V;
— curent maxim absorbit (varianta stereo) I_A= 60 mA;
— reducerea zgomotului $A_N \geq$ 10 dB;
— nivelul de limitare, deasupra nivelului DOLBY stabilit: A_{max}=16,5 dB;
— raport semnal-zgomot: S/N≥ 66 dB (în banda 20 Hz ÷ 20 kHz);
— distorsiuni maxime în banda audio: THD ≤ 0,1%

Etajul de intrare conține tranzistorul T_1 și îndeplinește următoarele funcțiuni:
— asigură adaptarea dintre impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare generală a montajului;
— realizează adaptarea de impedanță la filtrul de 19 kHz, și anume oferă o impedanță de ieșire scăzută în scopul funcționării optime a filtrului;
— realizează o amplificare inițială a semnalului de intrare (A = 16 dB) în scopul compensării atenuării introduse de filtrul de 19 kHz;
— oferă posibilitatea reglajului de nivel al semnalului audio util (potențiometrele R_1 și R'_1) preluat de la diverse surse sonore, în scopul stabilirii nivelului optim de prelucrare în vederea înregistrării sau redării, conform algoritmului DOLBY.

Semnalul audio util amplificat de către etajul de intrare este preluat din colectorul tranzistorului T_1 și, prin intermediul bobinei L_1, aplicat filtrului de 19 kHz. El a fost prevăzut în scopul eliminării componentelor de frecvență ultrasonoră din spectrul sursei de semnal audio util. În cazul în care nu ar exista acest filtru trece-jos ($f_{tăiere}$ mai mică sau egală cu 18 kHz), s-ar deranja funcționarea corectă a sistemului DOLBY. Amplitudinea semnalului ultrasonor nedorit ar oferi o informație falsă în ceea ce privește nivelul semnalelor de frecvență înaltă, determinînd în final o prelucrare necorespunzătoare a semnalului audio util.

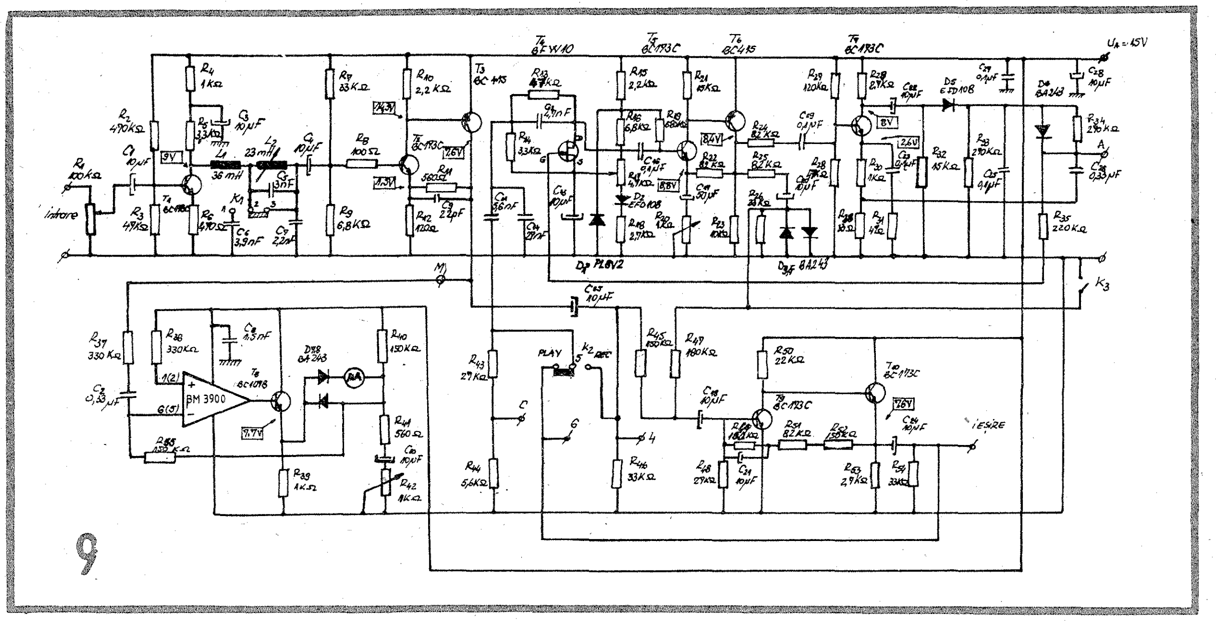
Datorită acestui fapt, conectarea în lanțul blocurilor funcționale proprii sistemului DOLBY a filtrului de 19 kHz (acționarea comutatorului K_1 pe poziția 1—2) este obligatorie atunci cînd sursa semnalului audio util destinat înregistrării poate prezenta componente de frecvență ultrasonoră. Filtrul de 19 kHz este realizat prin înserierea a două filtre LC de tip gama (comutatorul K_1 pe poziția 1—2), și anume L_1C_6 și $L_2C_5C_7$. Caracteristica de funcționare a filtrului de 19 kHz este prezentată în figura 10. Se observă că acțiunea de lucru a filtrului începe de la frecvența de 15 kHz. Se obțin o atenuare de 30 dB la frecvența de 19 kHz și o atenuare de cca 20 dB la frecvența de 38 kHz (atenuarea semnalului stereo pilot care ar putea apărea de la un radioreceptor). Totodată, în zona benzii de frecvență 80 ÷ 100 kHz (plaja de frecvență proprie curentului de premagnetizare de la un magnetofon sau casetofon), atenuarea furnizată de filtrul de 19 kHz este de cca 40 dB.

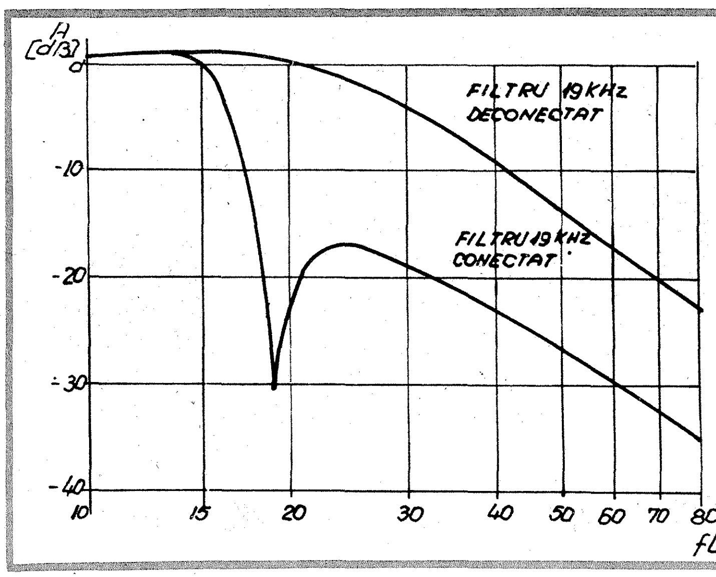
Filtrul de 19 kHz poate fi deconectat din montaj atunci cînd sursa semnalului audio util nu deține componente de frecvență ultrasonoră (spre exemplu semnalul audio furnizat de pick-up).

Deconectarea filtrului de 19 kHz se realizează acționînd comutatorul K_1 pe poziția 2—3. Semnalul audio util este preluat de la ieșirea filtrului de 19 kHz prin intermediul condensatorului C_4 și este aplicat etajului de amplificare A_1. Acesta conține tranzistoarele T_2 și T_3 și este astfel proiectat încît să dețină următoarele funcțiuni:
— amplificare foarte mare în întreaga bandă audio, amplificare limitată în final de o buclă de reacție negativă (A =R_{11}/R_{12});
— impedanță de ieșire redusă;
— distorsiuni minime în banda audio (THD ≤ 0,02%).

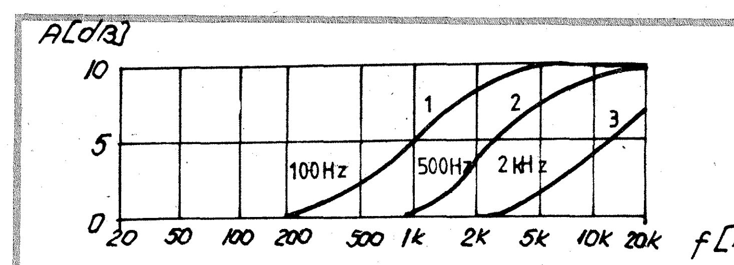
Etajul de amplificare A_1 compensează atenuarea semnalului audio util introdusă de filtrul de 19 kHz, asigurînd în același timp nivelul tensiunii prevăzute pentru prelucrarea optimă (numit nivel DOLBY), care are valoarea de 580 mV (vezi punctul M marcat pe schema electrică). Reglajul semnalului audio util la acest nivel se face cu ajutorul potențiometrului R_1 (pentru varianta stereo potențiometrele R_1 și R'_1). În acest scop se urmărește indicația VU-metrelor proprii blocului indicator de nivel.

Partea de semnal audio care urmează a fi adăugat sau scăzut din semnalul audio inițial, în scopul prelucrării acestuia conform algoritmului DOLBY, este generată de filtrul trece-sus comandat în tensiune (FTSCT). Modul în care FTSCT funcționează este esențial pentru înțelegerea sistemului de prelucrare a semnalului audio util după algoritmul DOLBY. Banda de trecere a FTSCT este reglementată inițial de un filtru trece-sus de tip RC, format din rezistența R_{14} (3,3 kΩ) și condensatoarele C_{11} și C_{14} (5,6 nF și 27 nF). Frecvența de tăiere a acestui filtru trece-sus este de 1,5 kHz. Să presupunem inițial lipsa condensatorului C_{12} = 4,7 nF. Rezistența R_{13} = 47 kΩ formează împreună cu rezistența drenă-sursă r_{DS} a tranzistorului T_4 (de tip FET) un atenuator comandat în tensiune. Tensiunea de comandă a acestui atenuator se obține de la blocul redresor integrator (în modul cum se va vedea ulterior). Fără o tensiune continuă de comandă aplicată pe grila tranzistorului T_4, sau la niveluri foarte mici de tensiune, rezistența r_{DS} are valori de ordinul a 2 ÷ 10 MΩ (practic infinită). În acest caz, atenuatorul R_{13} r_{DS} nu lucrează. Semnalele se frecvență înaltă trec nemodificate, amplificate ulterior de amplificatorul de tensiune A_2 și participă cu adiție sau substracție la semnalul audio inițial, în funcție de varianta de lucru a sistemului (expansiune sau compresie). În cazul în care tensiunea continuă de comandă pe grila tranzistorului T_4 este suficient de mare, deci atunci cînd semnalele audio de frecvență medie înaltă prezintă o amplitudine mare, rezistența r_{DS} devine mică (de ordinul sutelor de ohmi). În acest caz, grupul R_{13} r_{DS} atenuează semnalele de nivel mare și frecvență medie înaltă. Ele nu mai participă deci la prelucrarea semnalului audio inițial, care rămîne în această situație nemodificat. Modul de lucru al FTSCT implică însuși principiul de prelucrare al semnalului audio util după algoritmul DOLBY, prezentat în figura 2. Să luăm acum în considerare și efectul plasării condensatorului C_{12} = 4,7 nF în paralel cu rezistența R_{13} = 47 kΩ. În această situație, condensatorul C_{12} formează împreună cu r_{DS} un al doilea filtru trece-sus cu pantă variabilă, comandat în tensiune. O dată cu creșterea tensiunii de comandă pe grila tranzistorului T_4, determinată de o creștere a frecvenței semnalului audio util, combinată, de cele mai multe ori, cu creșterea nivelului acestuia, caracteristicile de funcționare ale FTSCT se modifică. Frecvența de tăiere crește (de la valoarea de 1,5 kHz la valori superioare), iar în același timp atenuarea lui scade. Modul în care sînt modificate caracteristicile de funcționare ale FTSCT, în funcție de frecvența semnalului audio inițial, este prezentat în figura 11. Prima diagramă s-a realizat pentru frecvența de 100 Hz. Se observă în această situație că atenuarea filtrului, deci practic reducerea zgomotului în banda audio, la frecvența de 10 kHz, pentru semnale de amplitudine mare cu frecvența de 100 Hz este de 10 dB. În aceeași situație (la 10 kHz), pentru semnalul inițial cu frecvența de 500 Hz (diagrama 2) reducerea zgomotului este de 8,5 dB, iar pentru semnalul inițial cu frecvența de 2 kHz (diagrama 3) reducerea zgomotului este de numai 4 dB. Acest mod de lucru este deosebit de important, deoarece astfel se evită activarea filtrului FTSCT de către semnalele de nivel mediu și frecvență înaltă. Acest lucru are ca rezultat evitarea modulării semnalului audio util de nivel mic și frecvență înaltă, deci posibilă modulație de zgomot, numită efect BREATHING. În același timp, diagramele din figura 11 reprezintă reducerea zgomotului în prezența semnalului audio util de frecvență medie. Eficiența de lucru a sistemului este de cca 10 dB/octavă, iar modul de lucru al FTSCT complet reflectă, totodată, imunitatea sistemului la modulația de zgomot.





10



11

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

GENERATOARE DE IMPULSURI PENTRU CEASURILE ELECTRONICE

Ing. SAVIN G. CABIAGLIA

Începem cu trei scheme devenite „clasice" pentru obținerea celor 50 Hz (sau 60 Hz) necesari pentru atacul intrărilor integratelor specializate de ceasuri funcționînd cu impulsuri provenind de la rețeaua de c.a.

Precizăm de la început că marea majoritate a integratelor specializate de ceasuri au prevăzute cîte un pin care, pus la nivel logic 0 sau 1, comută divizarea pentru obținerea minutului fie de la 60 Hz, fie de la 50 Hz; deci un generator care produce 50 Hz este la fel de bun pentru scopurile stabilizării frecvenței ca și unul de 60 Hz. Problema nu este însă valabilă pentru ceasurile „rotitoare cu plăcuțe", care sînt proiectate fie cu motor sincron de 60 Hz (destinate S.U.A.), fie cu 50 Hz (Europa) și deci în acest caz este absolut necesar să se folosească un generator adecvat.

În figura 1 este prezentat un montaj care poate funcționa cu cristale de cuarț avînd frecvența cuprinsă între 3 kHz și 250 kHz. Pentru a se obține frecvența necesară (de 50 Hz sau 60 Hz) trebuie să vedem dacă cristalul de care dispunem este divizibil cu 50 sau 60 și în același timp nu este mai mare de respectiv $2^{12} \times 50 = 204,8$ kHz sau $2^{12} \times 60 = 245,76$ kHz, pentru a se putea efectua divizarea maxim permisă de CD4040 (care cuprinde 12 bistabile înseriate).

Cum se procedează însă practic? Un proverb chinez spune că „un exemplu valorează cît o sută de pagini de teorie"; să presupunem deci că dispunem fie de un cuarț de 100 kHz, fie de unul de 200 kHz și dorim să obținem 50 Hz.

Să vedem pentru primul caz: 100 000 : 50 = 2 000, deci trebuie să realizăm o divizare cu 2 000; pentru aceasta descompunem pe 2 000 în sumă de puteri ale lui 2, începînd să scădem cifrele-puteri ale lui 2 (pornind cu cele mai mari) din 2 000.

Pentru aceasta este bine să avem în față tabelul alăturat.

Avem:

$2\,000 - 2^{10} = 2\,000 - 1\,024 = 976$
$976 - 2^9 = 976 - 512 = 464$
$464 - 2^8 = 464 - 256 = 208$
$208 - 2^7 = 208 - 128 = 80$
$80 - 2^6 = 80 - 64 = 16$
$16 - 2^4 = 0$

Deci diodele pentru cuarțul de 100 kHz, care prin divizare să dea 50 Hz, vor fi montate, pornind de la bara care provine din pinul 11, la pinii corespunzători lui Q_5 (2^4); Q_7 (2^6); Q_8 (2^7); Q_9 (2^8); Q_{10} (2^9) și Q_{11} (2^{10}).

Urmînd același raționament (cititorul va încerca singur!), vom obține pentru un cuarț de 200 kHz din care vrem tot 50 Hz. Divizarea necesară este: 4 000 $= 2^{11} + 2^{10} + 2^9 + 2^8 + 2^7 + 2^5$ și deci vor fi necesare tot 6 diode ce vor fi montate la Q_{12}; Q_{11}; Q_{10}; Q_9; Q_8 și Q_6.

Tranzistorul T_2 realizează „interfațarea" CD4040 — cip ceas. O precizare pentru această schemă: pentru cristale cu frecvența sub 50 kHz, rezistența din drena FET-ului se înlocuiește cu șoc de 2—5 mH, care va fi cu atît mai mare cu cît frecvența cuarțului este mai scăzută.

Celelalte două scheme (figurile 2 și 3) sînt bune **numai** pentru ceasuri digitale (deci nu sînt bune pentru cele cu motorașe), primul furnizînd 50 Hz, iar al doilea 60 Hz (pentru care este dată și o variantă de cablaj, figura 3 bis).

În figura 4 este prezentată și o variantă de interfațare cu integratul de ceas.

Pentru cei care dispun de integrate specializate de divizare (cînd sînt necesare anumite cristale de frecvențe bine definite), prezentăm și două astfel de scheme în figurile 4 și 5, fără a mai intra în detalii.

În sfîrșit, supunem atenției dv. încă două scheme special proiectate pentru a putea fi folosite la ceasurile mecanice, funcționînd cu motorașe sincrone de 50 Hz (sau 60 Hz).

Prima schemă este realizată cu TTL de tip „LS" (sau mai bine cu HC) și oferă posibilitatea folosirii independente de rețea (acumulator de 12 Vc.c. funcționînd în regim tampon); cea de-a doua are și posibilitatea de a fi folosită la ceasuri mari de perete prevăzute cu motor pas cu pas de 1 minut (bineînțeles, cu un amplificator adecvat care să poată „urni" releul cu care este prevăzut respectivul ceas).

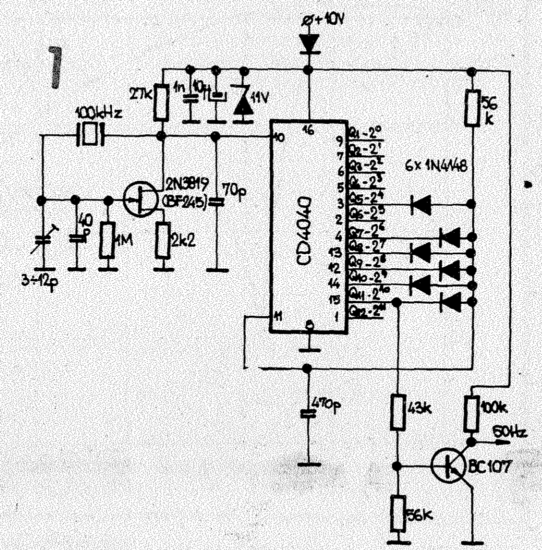
Pentru exemplul dat s-a presupus că dispunem de un cuarț de 8 550 kHz de la care, divizînd cu 100 (două decade) și apoi cu 1 425, obținem cei 60 Hz necesari.

Precizăm că aici se folosesc diode cu germaniu pentru programarea divizării (de exemplu EFD108).

Atacul motorașului sincron (care mișcă prin intermediul rotițelor dințate plăcuțele sau limbile ceasului, după caz) se poate face fie printr-un transformator ridicător (gen sonerie, montat cu primarul de 8 Vc.a. în colectorul lui BD135, fie direct ca în figura 5.

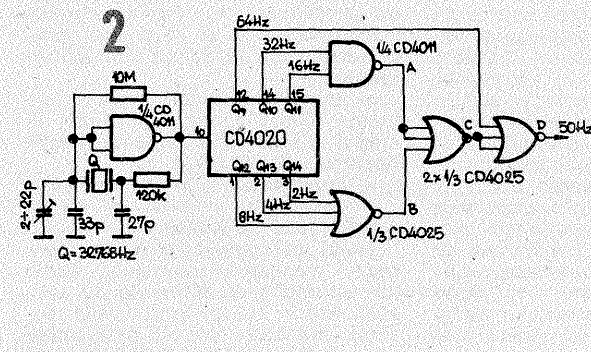
În încheiere, autorul precizează că stă la dispoziția cititorilor interesați cu date și lămuriri supli-

1

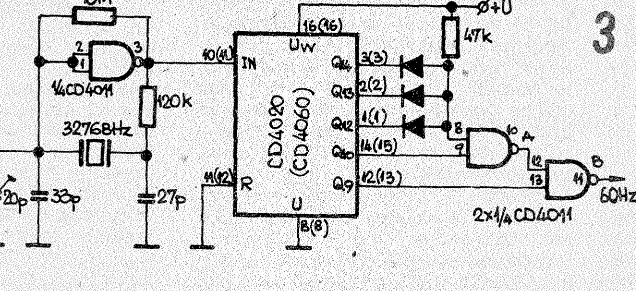


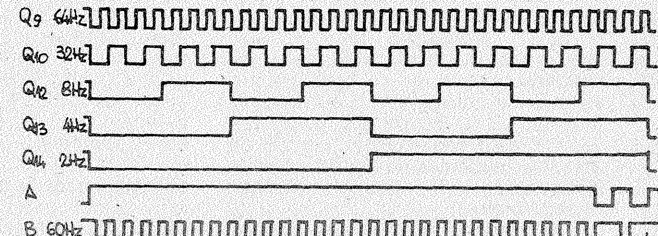
2^{15}	32 768
2^{14}	16 384
2^{13}	8 192
2^{12}	4 096
2^{11}	2 048
2^{10}	1 024
2^9	512
2^8	256
2^7	128
2^6	64
2^5	32
2^4	16
2^3	8
2^2	4
2^1	2
2^0	1

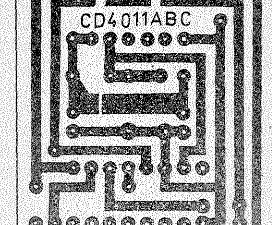
2



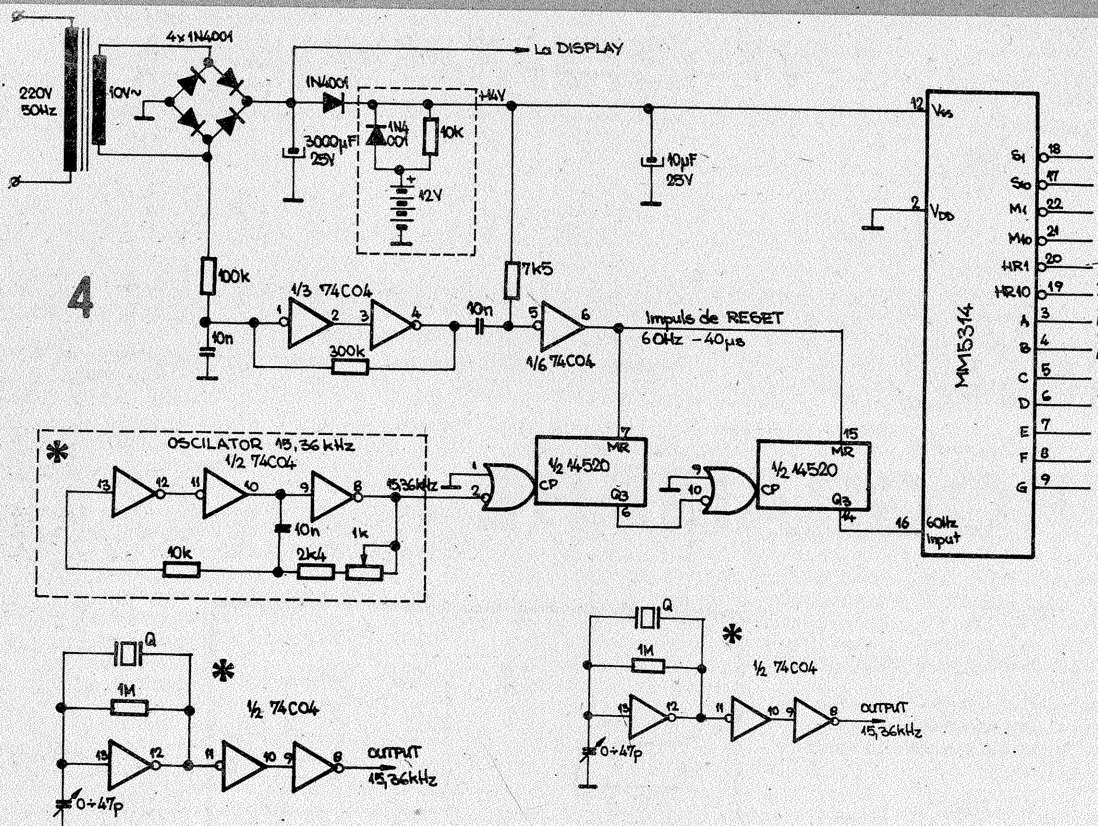
3



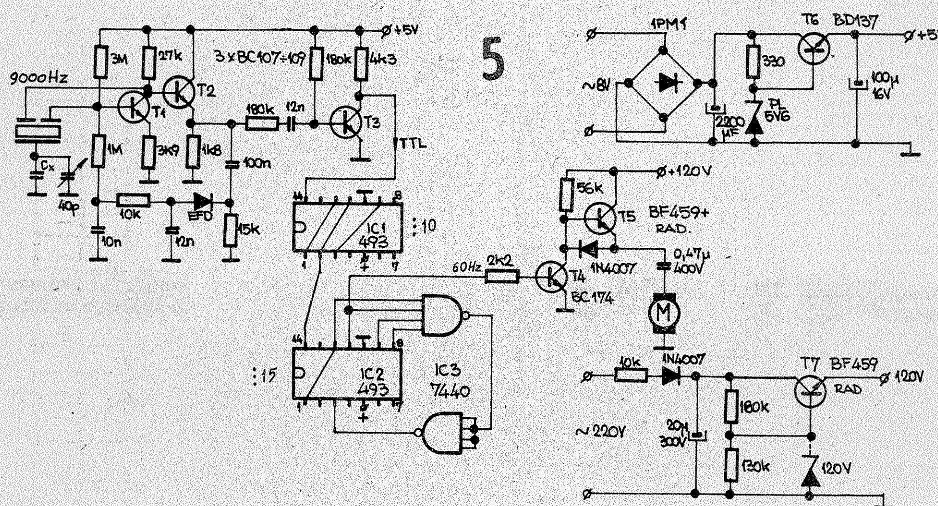




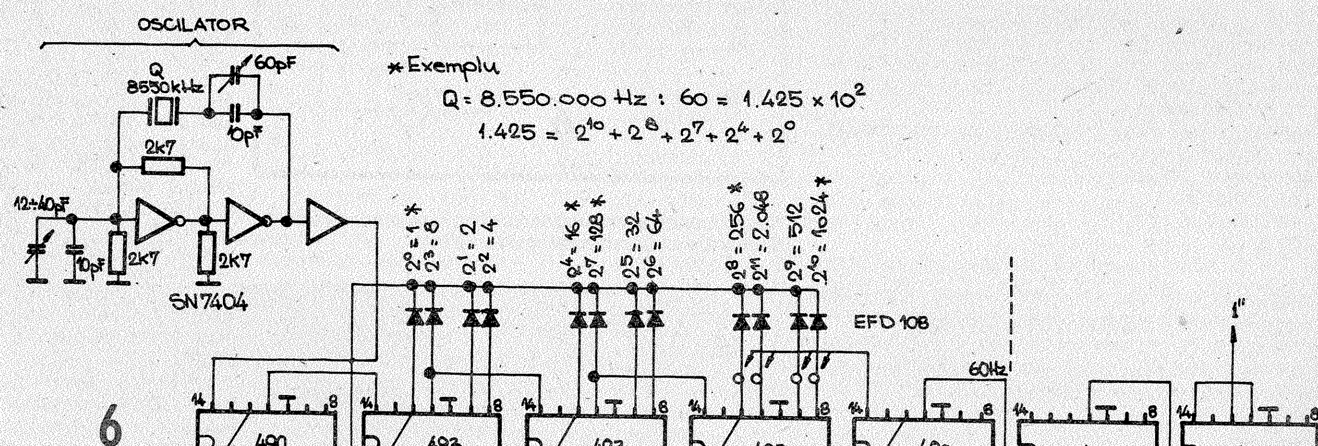
4

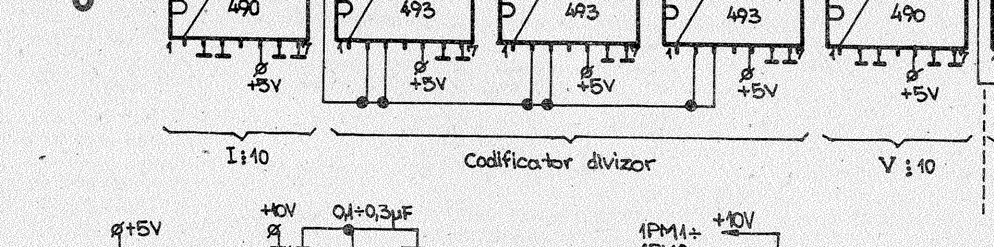

220V 50Hz
10V~
4x1N4001
La DISPLAY
1N4001
1N4001
10k
3000µF 25V
12V
+14V
10µF 25V
100k
1/3 74C04
10n
300k
7k5
1/6 74C04
Impuls de RESET
60Hz - 40µs
MM5314
Vss
VDD
60Hz input
La DISPLAY
OSCILATOR 15,36 kHz
1/2 74C04
15,36kHz
10k
2k4
1k
1/2 14520
MR
CP
Q3
*
Q
1M
1/2 74C04
0÷47p
OUTPUT
15,36kHz

5


9000Hz
3M
27k
3xBC107÷109
180k
4k3
+5V
T1
T2
T3
180k
12n
1M
3k9
1k8
100n
Cx
40p
10k
EFD
15k
10n
12n
TTL
IC1 493
:10
60Hz
2k2
T4
BC174
IC2 493
IC3 7440
:15
1PM1
T6 BD137
~8V
330
2200 µF
PL 5V6
100µ 16V
+120V
56k
T5
BF459+ RAD.
1N4007
0,47µ 400V
M
10k
1N4007
T7 BF459
120V
RAD
~220V
180k
20µ 300V
130k
120V

6


OSCILATOR
Q
8550kHz
60pF
10pF
2k7
12÷40pF
10pF
2k7
2k7
SN7404
*Exemplu
Q = 8.550.000 Hz : 60 = 1.425 x 10²
1.425 = 2¹⁰ + 2⁸ + 2⁷ + 2⁴ + 2⁰
EFD 108
60Hz
1"
490
493
493
493
490
492
490
+5V
I:10
Codificator divizor
V:10
:6
:10
OPȚIONALE


+5V
50Hz
BC108
560
1k
15µF
+10V
0,1÷0,3µF
Cx
M
BD135
1PM1÷1PM8
+10V
7V
10V
BD137
+5V
2mF
300
1mF
PL 5V6

STELIAN NICULESCU, CRISTIAN ARTEMI,
MIRCEA BĂRBULESCU,
MARIA CRISTINA NICULESCU

INIȚIERE ÎN PROGRAMARE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

— Să începem noua noastră intervenție prin a vă propune cîteva exerciții.

1. Să se precizeze care dintre următoarele exemple de succesiuni de caractere nu sînt acceptate și de ce, ca nume de variabile în varianta Basic BASIC:

TT	5A	U§
AA	ANL	X3
Y	AAA	A–B
Y$	VS4	E3$
CDE$	MS$	8A$
$AB	A/B$	*E

2. Să se spună dacă este corectă instrucțiunea

1000 PRINT „A + B = A"

3. Să se precizeze care sînt erorile, dacă există, în programul constituit din următoarea secvență de instrucțiuni:

```
123 REM REM
124 INPUT A, B$
128 STOP
125 PRINT
129 END
126 PRINT B$
127 PRINT A; "END"
```

4. Fie variabilele A și N$ care au, respectiv, conținuturile:

1990

LIMBAJUL BASIC

primite ca efect al executării instrucțiunii 110 din secvența de mai jos. Ce se va tipări și sub ce formă dacă se execută secvența de mai jos. Ce se va tipări și sub ce formă dacă se execută secvența de instrucțiuni:

```
100 REM UN NOU EXEMPLU DE PROGRAM
110 INPUT A, N$
120 PRINT: PRINT;
130 PRINT N$
140 PRINT A; "* * *"
150 END
```

5. Să se scrie sub formă exponențială (scriere cu exponent), renunțînd la zerouri, următoarele numere:

1937000000	0.0000017	−13.25000
130013000	1990.	400.

6. Să se precizeze numerele echivalente rezultate din următoarele exprimări cu exponent:

13E−5	10E02	0.05E−5
15.15E3	−.015E2	0.1E1

Și pentru că sîntem siguri că, cel puțin pentru moment, nu doriți să rezolvăm împreună exercițiile, vă propunem să mai avansăm pe calea însușirii limbajului BASIC.

— Sîntem de acord și vă rugăm, înainte de a mai prezenta alte instrucțiuni ale limbajului Basic BASIC, cîteva cuvinte privind posibilitatea ștergerii a ceea ce este scris pe ecran, listarea unui program (unei secvențe de instrucțiuni) și cum se declanșează executarea (rularea) unui program.

— Pentru ștergerea unui ecran se utilizează instrucțiunea CLS (CLear Screen). De regulă, orice program are la început o astfel de instrucțiune, prin ea asigurîndu-se spațiu pentru afișarea rezultatelor și pentru informațiile implicate în dialogul utilizator-calculator. În ceea ce privește listarea unui program, facem precizarea că se folosește instrucțiunea LIST. Dacă apăsăm tasta LIST, urmată de tasta RETURN, se vor lista toate instrucțiunile existente în memoria calculatorului, în ordinea crescatoare a numerelor ce le au. Comanda LIST are mai multe forme:

LIST n

dacă vrem a lista instrucțiunea cu numărul n;

LIST m–

cînd se dorește listarea instrucțiunilor începînd cu cea de număr m;

LIST r–s

în caz că dorim a lista toate instrucțiunile de la cea cu numărul r pînă la cea cu numărul s;

LIST –t

pentru situația cînd trebuie să se listeze toate instrucțiunile pînă la cea cu numărul t.

Pentru rularea unui program se folosește instrucțiunea RUN, apăsînd pe tasta RUN și apoi pe RETURN.

Precizăm că atunci cînd nu există taste speciale pentru instrucțiuni se tastează literă cu literă. Aceasta depinde de tipul de calculator cu care se lucrează.

Pentru efectuarea de calcule se utilizează instrucțiunea LET, a cărei structură este

n LET v = expresie numerică

unde n este numărul de ordine al instrucțiunii, v este variabila care preia valoarea rezultată din evaluarea expresiei numerice din dreapta semnului egal. Precizăm că v poate fi variabilă numerică simplă (neindexată) sau componentă de variabilă indexată. Referitor la expresia numerica ar fi de precizat că operatorii utilizați sînt:

\+ − * /

pentru adunare, scădere, înmulțire și, respectiv, împărțire. În ce privește ridicarea la putere, se folosește unul din următoarele simboluri:

** ↑

depinzînd de sistemul de calcul cu care lucrăm.

Ca operanzi, se pot utiliza constante numerice, variabile numerice simple, componente de variabile indexate și funcții numerice (de exemplu, SQR pentru radical de ordinul 2).

În evaluarea valorilor expresiilor numerice se ține cont de următoarele priorități:

— parantezele;
— evaluarea funcțiilor;
— ridicările la putere;
— înmulțiri/împărțiri;
— adunări/scăderi.

Cînd două operații consecutive sînt de aceeași prioritate, se aplică ordinea stînga-dreapta, executînd ridicările la putere, care se efectuează în ordinea dreapta-stînga. Avem, de exemplu:

a + b − c	echivalent cu (a + b) − c
a / b * c	echivalent cu (a / b) * c
a ** b ** c	echivalent cu a ** (b ** c)
a/b/c/d	echivalent cu ((a/b)/c)/d

Exemple:

```
500 LET A = 10
510 LET X = A * A + SQR(A)
515 LET B = A * X − 50
600 LET V = 3 + 8 : LET Y = A ** 2 **
(V − 9)
```

— Considerăm că am aflat destule în legătură cu instrucțiunea LET, motiv pentru care am vrea un exemplu de program prin care să ne verificăm cunoștințele acumulate.

— Nici că se putea avansa o idee mai bună, așa că fie

```
1000 REM EX. CU INSTRUCȚIUNI FĂCUTE
PÎNĂ AICI
1010 CLS
1020 INPUT "PRECIZAȚI TREI NUMERE:"
,A,B,C
1030 LET X = A + B
1040 LET Y = B + C
1050 LET Z = X * Y
1060 PRINT : PRINT A; " ";B,X
1070 PRINT : PRINT B;" ";C,Y
1080 PRINT : PRINT : PRINT "SUMA LUI
X SI Y = ";Z
1090 STOP
1100 END
```

o secvență de instrucțiuni. Instrucțiunea cu numărul 1000 nu este luată în considerare de calculator, ea fiind o remarcă a programatorului. Efectul lui 1010 este ștergerea ecranului, iar prin instrucțiunea 1020 se afișează pe ecran mesajul

PRECIZAȚI TREI NUMERE:

programatorul fiind avertizat că trebuie să dea cele trei valori pentru A, B, respectiv C. În continuare se calculează valorile pentru X,Y,Z (rîndurile 1030, 1040, 1050), pentru ca apoi să se afișeze, după un rînd liber, valorile lui A și B separate de un spațiu și urmate, nu imediat, de valoarea lui X (efectul rîndului 1060). Efect analog are rîndul 1070. Execuția rîndului 1080 duce la tipărirea rîndului

SUMA LUI X SI Y = 1000

dacă Z ar avea valoarea 1000.

Și acum răspunsurile la exercițiile propuse anterior.

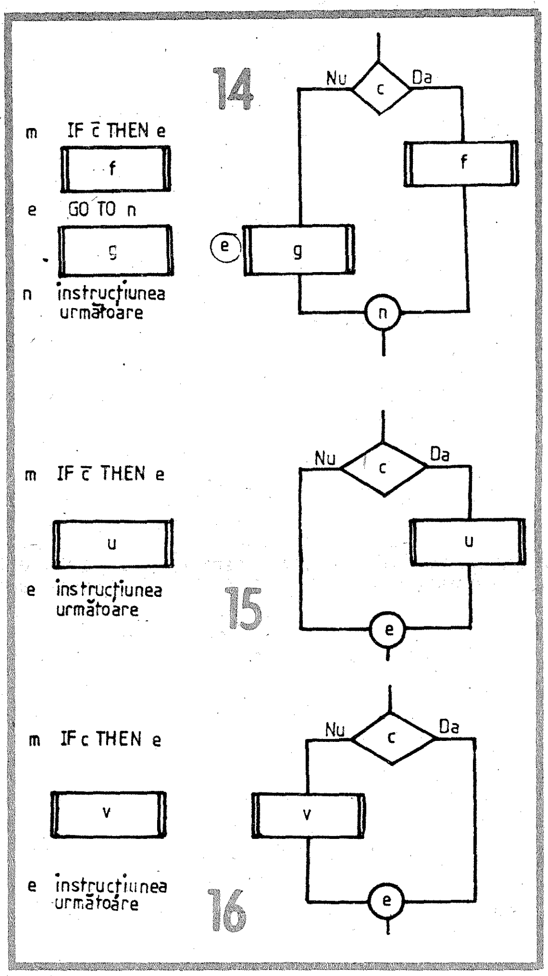
1. Nu sînt acceptate ca variabile în Basic BASIC: CDE$ (avînd lungimea 3 — dolarul nu se numără, el evidențiind că este vorba de variabilă alfanumerică), $AB (că începe cu caracterul dolar), 5A (că nu începe cu literă), ANL, AAA, VS4 (trei caractere), A/B$ (conținînd /), U§ (conține §), A–B (conține –), 8A$ (începe cu cifră) și *E (că începe cu altceva decît literă).

2. Instrucțiunea este corectă și are ca efect tipărirea unui rînd cu conținutul

A + B = A

3. Nu există erori

4. Efectul instrucțiunii 120 este acela că se lasă un rînd liber, iar pe următorul (datorită caracterului ;), prin efectul lui 130 se va scrie conținutul lui N$, după care se mai scrie un rînd ce conține valoarea lui A urmată de caracterele * * * (efectul instrucțiunii 140). Dacă în loc de ; scriam după A virgulă, atunci cele trei caractere * * * nu mai urmau imediat valorii lui A.

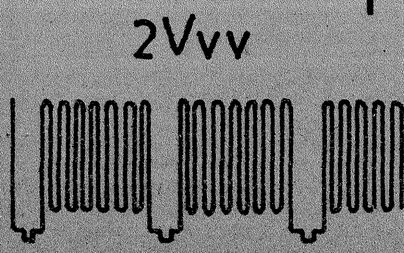


(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

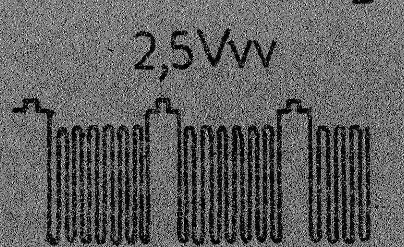
UTILIZAREA TELEVIZOARELOR PE POST DE MONITOARE

Ing. MIHAIL BURICEA, Craiova

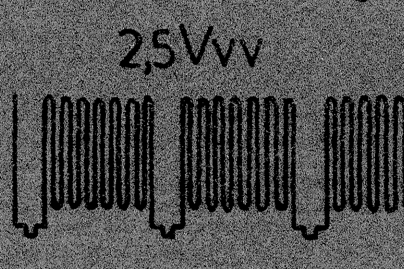
1



2



3



Pentru a veni în sprijinul posesorilor de calculatoare personale și microcalculatoare în a folosi televizoarele alb-negru și pe post de monitoare de afișaj, voi prezenta o schemă simplă și eficace care poate fi implementată de o firmă specializată la aparatele deja aflate în exploatare și de fabricile producătoare de televizoare alb-negru la aparatele care urmează să se fabrice în continuare.

În realizarea acestei dezvoltări pentru televizoarele alb-negru (modificări) am plecat de la analiza schemelor monitorului MONOCROM M-212 și a TV SPORT-231 și de la analiza diagramelor formeior de undă furnizate de fabricant pe aceste scheme.

Astfel, monitoarele MONOCROM M-212, cu care sînt echipate microcalculatoarele românești de tip TPD și JUNIOR, acceptă pe mufa de intrare un semnal videocomplex, conform documentației, de forma, mărimea și polaritatea indicate în figura 1.

Acest semnal video complex este prezent la ieșirea din microcalculator pe mufa CRT. După o prelucrare în monitorul MONOCROM M-212, din semnalul videocomplex se separă impulsurile de sincronizare pentru baleiajul pe verticală, pentru baleiajul pe orizontală și se stabilește nivelul de negru, după care semnalul videocomplex se aplică amplificatorului final video.

În televizoarele de tip SPORT (și în cele cu scheme înrudite), din amplificatorul de FI cale comună ies două semnale videocomplexe de polarități diferite, care se aplică unul modulului sincroprocesor și celălalt amplificatorului final video, prin intermediul unui repetor pe emitor.

Semnalul videocomplex care se aplică modulului sincroprocesor se obține pe ieșirea 8 a modulului de FI cale comună și are forma de undă prezentată în diagrama 1 a schemei electrice și reprodusă în figura 2.

Semnalul videocomplex care se aplică amplificatorului final video, prin intermediul unui repetor pe emitor, se obține la ieșirea 9 a modulului de FI cale comună și are forma de undă prezentată în diagrama 2 din schema electrică și reprodusă în figura 3.

Din analiza celor trei forme de undă prezentate reiese că semnalul videocomplex obținut la ieșirea 9 a modulului de FI cale comună (vezi figura 3), și care se aplică pe baza tranzistorului T502, corespunde ca polaritate cu cel furnizat de microcalculator pe ieșirea CRT, iar amplitudinile vîrf-vîrf ale celor două semnale prezintă mici diferențe (U1 = 2 Vvv și U3 = 2,5 Vvv), care nu afectează vizibil calitatea imaginii.

Pentru sincroprocesorul televizorului, polaritatea semnalului (vezi figura 2) este opusă semnalului videocomplex trimis de microcalculator, iar valorile amplitudinilor sînt aceleași cu cele prezentate mai sus (U1 = 2 Vvv și U3 = 2,5 Vvv).

Pentru ca televizorul să poată fi folosit ca monitor video, pentru sincroprocesorul acestuia sînt necesare inversarea polarității și corectarea amplitudinii la Uv = 2,5 Vvv. În acest scop s-a proiectat un amplificator inversor cu tranzistorul BC172.

Pentru ca în varianta de funcționare a aparatului ca televizor pentru emisiunile TV, intrarea în inversor, care rămîne permanent cuplată, să nu perturbe funcționarea televizorului, s-a proiectat un repetor pe emitor, cu impedanța mare de intrare, interpus între mufa de intrare și inversor.

În urma calculelor și a experimentării a rezultat schema electrică din figura 4, unde:

— M este o mufă de tip antenă TV;

— 9/3 este ieșirea 9 a semnalului videocomplex din modulul de FI cale comună, codificat pe schemă cu 3;

— 8/3 este ieșirea 8 a semnalului videocomplex din modulul de FI cale comună (pentru sincroprocesor), codificat cu 3;

— B/T502 este baza tranzistorului T502 din schemă, pe post de repetor pe emitor, plasat înaintea amplificatorului video final;

— M105 este notația unui punct de măsură și control înaintea rezistenței R411 prin care semnalul videocomplex ajunge pe intrarea 5 a sincroprocesorului;

— I este un comutator bipolar cu două poziții (1/2 I pentru comutarea intrării în interior și 1/2 I pentru comutarea ieșirii din inversor). Poziția pentru funcționarea TV ca monitor pentru microcalculator este cea marcată în schemă (contacte închise între 1—2 și 4—5) cu linie continuă. Funcționarea aparatului ca televizor corespunde legăturilor punctate în comutator;

— T1, T2 = tranzistoare npn de tip BC172;

— C1, C2 = condensatoare electrolitice de 15—22 μF/15—20 V;

— R1 = 91 kΩ/0,25 W;

— R4 = 1,8 kΩ/0,25 W;

— R5 = 100 kΩ/0,25 W;

— R7 = 3,3 kΩ/0,25 W;

— R8 = 470 Ω/0,25 W;

— R9 = 1 kΩ/0,25 W.

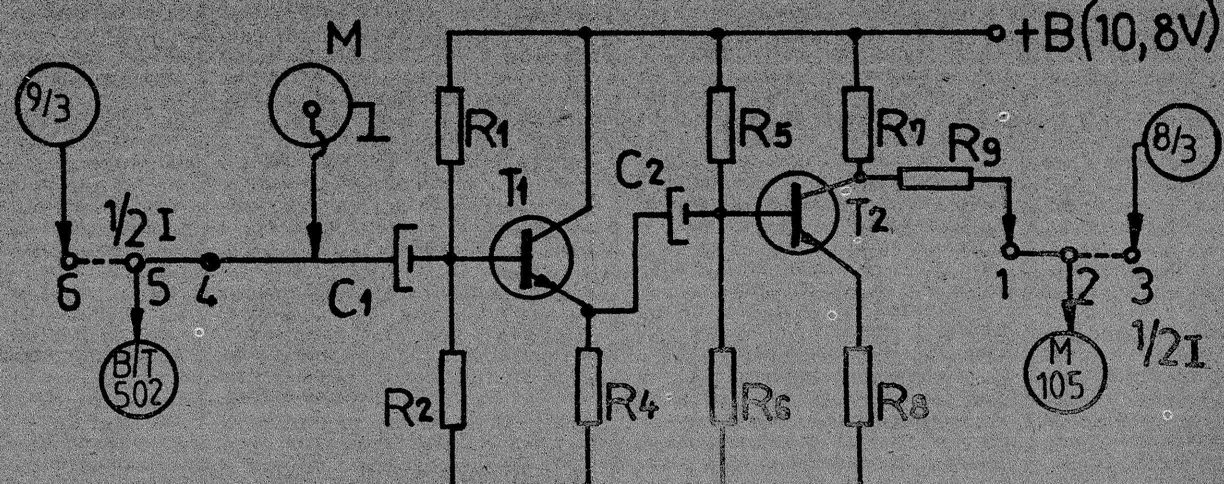
Pentru implementarea montajului la televizoarele alb-negru sau echivalente cu acestea se întrerupe cablajul între punctele 8/3 (definit anterior) și M105 și între punctele 9/3 și B/T502, între aceste puncte interpunîndu-se comutatorul I. Atît comutatorul I, cît și mufa pentru utilizarea ca monitor pentru microcalculatoare sau calculatoare personale se plasează pe carcasa demontabilă a televizorului, în poziții accesibile.

În cazul televizorului SPORT, pentru plasarea pieselor inversorului am utilizat un spațiu de cablaj nefolosit de fabricant.

În altă situație piesele se pot plasa pe un cablaj imprimat adecvat amplasat pe cablajul general rabatabil.

Menționez că montajul proiectat a fost experimentat și implementat pe un TPD la C.C.E. „ELECTROPUTERE" — Craiova.

Montajul realizat consider că duce la extinderea utilizării televizoarelor alb-negru aflate în exploatare pe calculatoare personale în întreprinderi și instituții și a televizoarelor aflate în exploatare casnică și transformabile în monitoare de afișaj pentru calculatoare și microcalculatoare personale.



4

Introducere în TELEVIZIUNE

Înainte de a continua prezentarea sistemelor de televiziune în culori inserăm cîteva date și funcționarea unor sisteme TV îmbunătățite, apărute recent pe piața mondială.

Televiziunea cu definiție ameliorată (IDTV=Improved Definition Television) constă în dublarea numărului informațiilor de imagine, înmagazinîndu-le în mai multe memorii și redîndu-le la momentul oportun. Acest sistem nou apărut nu necesită modificări la emisie. Televizoarele obișnuite folosesc, așa cum am descris la început, un baleiaj întrețesut, furnizînd cîte un semicadru cu o frecvență de 50 Hz sau 625 de linii la fiecare 40 ms (vezi figura 3).

La sistemul IDTV baleiajul nu mai este întrețesut, ci se obține o imagine completă de 625 de linii cu o frecvență de 50 Hz. Cîmpul impar (prima jumătate de imagine) este înmagazinat în memorie și redat (citit) pe durata de 20 ms a cîmpului par. În acest timp, al doilea semicadru este memorizat pentru a fi redat în timpul celui de-al treilea semicadru și tot așa. Acest procedeu dă o mai bună rezoluție a imaginii, o luminozitate mai mare și nu se mai disting liniile orizontale în timpul mișcărilor scenelor televizate. Sistemul IDTV este compatibil cu oricare din standardele și normele de emisie.

Anumite mișcări verticale pe imaginea televizată produc sincronizări de fază ale componentelor verticale ale baleiajului orizontal, de aici decurgînd efectul de vizibilitate pe ecran al liniilor de care am vorbit anterior. Crescînd viteza de baleiaj la 625 de linii pe semicadru (la fiecare 20 ms), acest fenomen de coincidență de fază nu mai este vizibil, rezoluția și contrastul fiind ameliorate. Baleiajul întrețesut necesită semnale (impulsuri) de sincronizare de linii și semicadre, caracteristicile fiind standardizate așa cum au fost prezentate în figura 7.

Se poate dubla numărul de linii pe semicadru fără a crește banda de trecere cu condiția de a introduce în fiecare semicadru de 20 ms și informațiile în curs de transmitere și informațiile memorizate ale semicadrului precedent. Frecvența liniilor va fi: 2x625x25=31 250 Hz în loc de 625x25=15 625 Hz, valoarea standardizată la baleiajul întrețesut.

Memorarea informațiilor semnalului video necesită folosirea unor memorii, deci și conversia semnalului analogic într-unul numeric (digital). După citirea memoriilor trebuie aplicată o conversie inversă, digital-analog (vezi figura 44). Comutarea memoriilor se face cu un multiplexor (MUX).

Comutarea memoriilor

În figurile ce vor urma va fi prezentat un procedeu de comutare cu 6 memorii. Pentru apariția simultană a două semicadre de cîte 312,5 linii pe durata unui cîmp de 20 ms se poate elabora o schemă compusă din două memorii (M_1 și M_2) de cîte 20 ms și 4 memorii de înregistrare și citire (A, B, C, D). Comutarea celor 6 memorii necesită folosirea a 6 comutatoare (K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6), a căror dispunere este reprezentată în figura 45.

Imediat după pornirea sistemului, primul semicadru este înmagazinat în memoria M_1. Apariția celui de-al doilea semicadru face ca memoria M_1 să treacă pe poziția lectură și memoriile M_2 și B pe poziția imprimare (figura 46). Primul semicadru din memoria M_1 este transferat în memoria A și al doilea semicadru este înscris în memoria B. Semicadrele 1 și 2 sînt înmagazinate (înscrise) în memoria A, respectiv B, înaintea apariției celui de-al treilea semicadru la intrarea IN (figura 44). Pe perioada cînd al treilea semicadru este înscris în memoria M_1, memoriile A și B se găsesc pe poziția „citire" (figura 47). Înscrierea în memorii și adresarea lor sînt comandate de către o frecvență de tact F_1 (clock).

Citirea memoriilor

Citirea memoriilor A și B se face linie cu linie cu frecvența de tact multiplicată cu doi, deci $2F_1$. Durata fiecărei linii nu mai este de 64 μs, ci de 32 μs. La ieșirea memoriei A apar liniile impare 1,3, 5... și la ieșirea memoriei B apar liniile pare 2, 4, 6... Citirea memoriei B este întîrziată cu 32 μs, ceea ce permite inserarea liniilor pare (2, 4, 6...) ale memoriei B pentru liniile impare (1, 3, 5...) ale memoriei A de asemenea manieră încît numărul liniilor citite într-o perioadă de 20 ms să fie de două ori mai mare decît numărul de linii înscrise. Durata unei linii la intrarea IN este de 64 μs, iar durata ei la ieșire este de 32 μs.

În timpul transmisiei celui de-al treilea semicadru, clock-ul comandă citirea (redarea) semicadrelor 1 și 2 cu o frecvență $2F_1$ și înscrierea semicadrelor 2 și 3 cu frecvența F_1 (figura 47).

În timpul transmisiei semicadrului 4, clock-ul (F_1) comandă înscrierea semicadrelor 3 și 4 și citirea (cu frecvența $2F_1$) a semicadrelor 2 și 3. Procedeul se poate observa în figura 48. Memoriile A și B sînt pe poziția „înscriere" și memoriile C și D pe poziția „citire". Înscrierea fiecărei memorii A și B durează 20 ms și conține 312,5 linii. Citirea celor două memorii C și D durează tot 20 ms, dar obținem 625 de linii. Transmiterea celui de-al cincilea semicadru (prezent la intrare) se traduce prin apariția pe ecran a semicadrelor 3 și 4 (figura 49). Se regăsește aceeași funcționare ca în figurile precedente, deci avem un dublor de linii. Fiecare semicadru care apare la intrarea sa IN produce la ieșire două semicadre, din care doar unul conține informații noi. Definiția (rezoluția) verticală a unei imagini fixe (miră de exemplu) este aceeași ca și la baleiajul întrețesut, în schimb aceasta crește la imaginile în mișcare cît, de asemenea, contrastul și luminozitatea.

Un alt sistem ar mai fi **televiziunea cu definiție extinsă**: EDTV (Extended Definition Television). Acest procedeu necesită modificări atît la recepție, cît și la emisie. Conceput pentru a fi un intermediar între televiziunea actuală și televiziunea cu definiție înaltă (HDTV), el va fi implementat prima oară în Japonia.

Nu există încă norme stricte EDTV, dar toate televizoarele de acest tip au următoarele caracteristici comune:

— sînt compatibile cu sistemul TV-NTSC japonez actual;

DEPANARE TV

SELECTOR DE CANALE (URMARE DIN NR. TRECUT)

Cele două tensiuni se aplică pe emitorul tranzistorului T_3 care, prin amestec de tip aditiv pe joncțiunea bază-emitor cu caracteristica neliniară de tip diodă, rezultă cele două semnale, de frecvență intermediară, imaginea f_{ii} de 38 MHz și de frecvență intermediară sunet f_{is} de 31,5 MHz (norma OIRT) care în colector se găsesc amplificate.

6. Filtru de frecvență intermediară

Sarcina etajului de amestec este circuitul derivație L_{14}, C_{30}, amortizat de R_{18} și acordat pe frecvența de 35—35,5 MHz, care formează primarul filtrului de bandă de cuplaj cu modulul de frecvență intermediară cale comună. Semnalul FI se obține la bornele bobinei de șoc L_{15} de circa 8 μH prin care se face alimentarea tranzistorului care în c.c. are rezistența mică, iar la frecvența de 35 MHz prezintă o reactanță inductivă X_L de circa 1,8 — 2 kΩ.

Condensatoarele C_{31}, C_{35}, C_{36}, C_{37}, C_{38}, C_{39} filtrează curenții de alimentare și curenții de comandă de semnalele parazite care ar putea pătrunde sau ar putea fi radiate de selector.

Comutarea selectorului de FIF pe o bandă sau alta se face cu ajutorul sistemului de comutare afișare, prin aplicarea tensiunii de alimentare la două borne diferite: la borna E pentru benzile I și II și la borna D pentru banda III.

Defecțiuni

În selectoarele FIF defectele cele mai frecvente sînt, în general, datorate următoarelor cauze:

— scurtcircuitarea sau întreruperea condensatoarelor ceramice de decuplare;

— modificarea valorii sau întreruperea rezistențelor din circuitul de alimentare al tranzistoarelor, diodele de comutație sau de polarizare al diodelor varicap;

— lipituri reci la terminalele componentelor active sau pasive;

— întreruperea bobinelor acordate și a șocurilor din circuitele de alimentare sau de la ieșire;

— defectarea tranzistoarelor, diodelor de comutație sau varicap.

Pentru depanarea unui televizor al cărui selector de canale ar putea fi defect se procedează în felul următor:

— se verifică dacă defectul provine din selector și nu din instalația de antenă, etajele de frecvență intermediară cale comună, etajul video final sau circuitul de reglaj automat al amplificării;

— se asigură faptul că la borna de antenă TV există semnal înlocuind fiderul cu un fir obișnuit de 1—2 m lungime și se comută de pe o bandă pe alta tastele de la sistemul de programare.

Se verifică tensiunile de alimentare. Pentru exemplul din figura 1 se verifică tensiunea de +12 V la borna E pentru benzile I și II și la borna D pentru banda III. În eventualitatea existenței tensiunii de 12 V numai la borna F se verifică contactele sistemului de programare. Tensiunea de polarizare a diodelor varicap la borna C trebuie să se situeze între 1,5—28,5 V (8—28 V pentru banda III), astfel defectul se caută la tastatură sau alimentare. Se verifică tensiunea de RAA ce trebuie să fie în gama 4,5—5,2 V fără semnal și cu intrarea (borna de antenă a televizorului) în scurtcircuit, iar cu semnal între 8,5—9,5 V.

În interiorul selectorului trebuie să avem următoarele tensiuni:

— în emitorul tranzistorului T_1 (BF200) trebuie să fie 2,5—4,2 V atunci cînd în bază sînt 3,2—4,9 V și în colector circa 12 V. Cu semnal, tensiunea din emitor poate crește pînă la 7,8—8,8 V. Dacă aceste tensiuni nu corespund sau lipsesc, se verifică R_1, R_2, R_3, R_{19}, R_{20}, L_7, L_8, C_{37}, C_{38} și tranzistorul T_1.

În emitorul lui T_2 (BF183 sau BF214) trebuie să avem 3—4 V atunci cînd în bază sînt 3,7—4,7 V și în colector circa 6,5 V. În caz contrar se controlează R_9, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, L_{16}, L_{17}, L_{19} și T_2.

Dacă selectorul funcționează numai pe benzile I, II și nu funcționează pe banda III, se controlează diodele de comutare D_1—D_5 (tip BA243).

În emitorul lui T_3 (tip BF182 sau BF173) tensiunea trebuie să fie de 2,5—4 V cînd în bază avem 3,2—4,7 V și în colector circa 12 V. Dacă tensiunile nu corespund, se controlează R_{15}, R_{16}, R_{17}, L_{14}, L_{15}, C_{31}, C_{39} și T_3.

Cauze și defecte

1. Rastru normal, nu avem sunet și nici imagine:

— se vor verifica la borna de antenă condensatoarele de separare, cablul coaxial (fiderul), lipiturile;

— se verifică tensiunile de alimentare ale selectorului.

Dintre cauze putem enumera: întreruperea traseului semnalului sau scurtcircuitarea sa; ieșirea din funcțiune a amplificatorului de FIF, a oscilatorului local sau a etajului de amestec (mixerului). Se verifică dacă nu sînt întrerupte condensatoarele (lipituri reci la terminale) C_1, C_5, C_8, C_9, C_{14}, C_{21}, C_{27}, C_{29}.

Se verifică continuitatea bobinelor din circuitul de intrare L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_{18}; din filtrul de bandă L_7, L_8, L_9, L_{10}, L_{11}, L_{12}, L_{13}; din oscilatorul local L_{16}, L_{17}; din filtrul de FI L_{14} și șocurile de RF L_{15}, L_{19}.

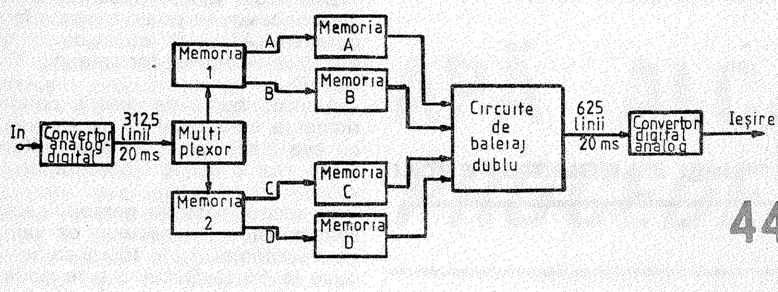
2. Imagine zgomotoasă, contrast redus (uneori sunet slab și cu zgomot). Această defecțiune se poate datora atenuării semnalului în primul etaj al selectorului (ceea ce duce la

— au un baleiaj de 525 de linii neîntrețesut;

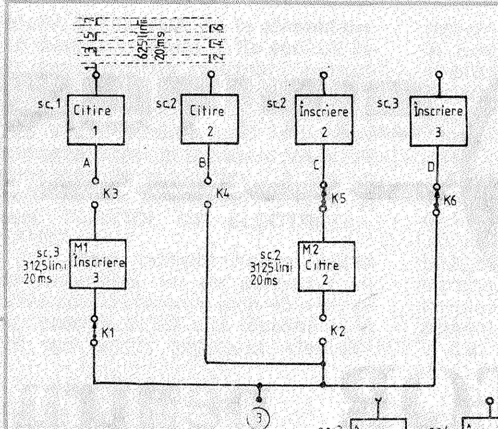
— banda semnalului de luminanță este mai largă (6 MHz față de 4,2 MHz actualmente), în scopul ameliorării și rezoluției orizontale.

Televiziunea cu definiție înaltă HDTV (HDTV=High Definition Television), pusă la punct de către specialiștii japonezi, este caracterizată prin 1 125 de linii și un baleiaj întrețesut (60 Hz). Factorul de aspect (raportul dintre lățimea ecranului și înălțime) se modifică de la 4/3 la 16/9. Banda semnalului de luminanță este de 20 MHz (față de 4,2 MHz), a celui de crominanță de 7 MHz (față de 1,5 MHz), iar semnalul audio este digital (16 biți) folosind modulația impulsurilor în cod (Pulse Code Modulation).

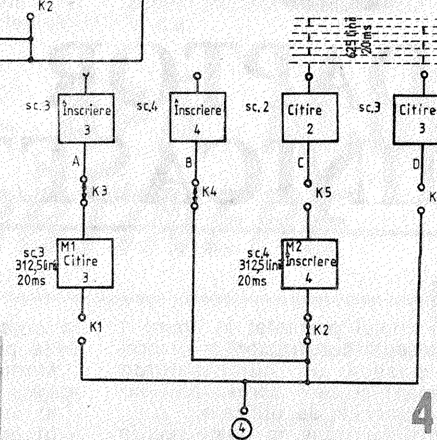
(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



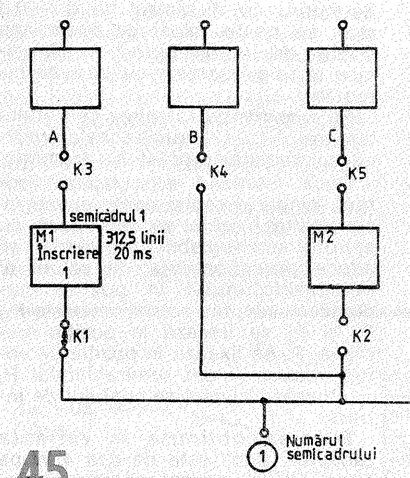
44



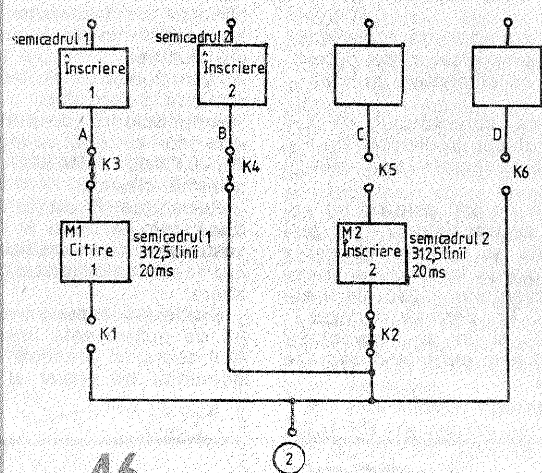
47



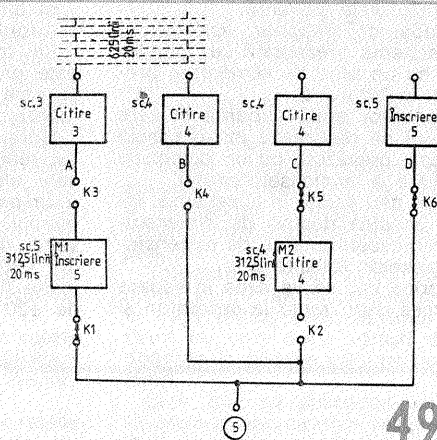
48



45



46



49

Pagini realizate de ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

înrăutățirea raportului semnal/zgomot), știind că zgomotul etajului de amestec este mare și dacă semnalul aplicat la intrarea etajului de amestec este mic, el devine comparabil cu zgomotul. Cauzele posibile sînt:

— Defectarea unei piese din circuitul de intrare, caz în care se vor controla C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_7, C_8, L_1, L_2, L_3, L_4, L_5 și L_6, L_{18}. Dacă dioda D_1 este arsă (întreruptă), apare zgomot pe canalele 6—8. Nefuncționarea amplificatorului de FIF poate fi cauzată de polarizarea incorectă sau de distrugerea tranzistorului T_1, deci se va verifica acest tranzistor sau dacă C_9 are bine lipite conexiunile.

— Defectarea filtrului de bandă se poate datora scurtcircuitării primarului, secundarului sau înfășurărilor de cuplaj. Se verifică L_7, L_8, L_9, L_{10}, L_{11} și diodele D_3 și D_4 dacă sînt întrerupte sau în scurtcircuit. Alinierea incorectă a selectorului (nesincronizarea între cele trei circuite acordate), ceea ce determină reducerea nivelului util. Se verifică funcționarea diodelor varicap DV_1, DV_2 și DV_3 prin măsurarea tensiunii de polarizare și continuitatea bobinelor L_{14} din FS sau lipituri reci la C_{29} și C_{31}.

3. Neconcordanță între imagine optimă și sunet optim.

Una din cauze este dezacordarea filtrului de bandă în sensul îngustării benzii de trecere și în funcție de acord pentru o imagine optimă, purtătoarea de sunet este foarte atenuată, iar la un sunet optim purtătoarea de imagine este foarte atenuată. În acest caz se controlează tensiunea pe diodele varicap DV_1, DV_2 și valoarea rezistenței serie R_4, R_6.

4. Imagine cu definiție redusă

Dacă nivelul semnalului la intrarea televizorului este mic, se simte și variația nivelului sunetului în difuzor o dată cu reglarea imaginii din acordul fin. Acest defect apare în cazul unei forme necorespunzătoare a caracteristicii amplitudine-frecvență a selectorului, acesta neredînd corect frecvențele înalte. Se vor controla aceleași piese ca la punctul 3.

5. Imagine cu trenaj (mînjită), sunetul și rastrul normale

În acest caz apar niște dîre sau cozi cenușii la dreapta elementelor negre ale imaginii, fondul de negru al acestor elemente nu este redat uniform, iar trecerile negru-alb nu se fac net. În general această defecțiune este provocată de întreruperea sau scurtcircuitarea uneia din diodele varicap din filtrul de bandă care dezacordă primarul sau secundarul filtrului și determină distorsiuni importante de fază în zona frecvențelor joase. Tot această defecțiune se mai poate datora și unui dezacord al oscilatorului local cu mai mult de 500 kHz. Se vor verifica diodele varicap DV_1, DV_2, DV_3.

6. Imagine plastică, sunetul și rastrul normale

Defecțiunea se manifestă pe imagine prin apariția unor contururi albe în dreapta celor negre, iar trecerea de la o nuanță de gri la alta apare în relief. Detaliile fine ale imaginii sînt puse în evidență în mod exagerat. Acest fapt apare în cazul cînd la caracteristica amplitudine-frecvență a selectorului sînt favorizate frecvențe înalte ale canalului respectiv.

Cauzele posibile sînt fie defecțiunea unuia dintre circuitele filtrului de bandă, fie dezacordarea circuitului de intrare, fie nealinierea frecvenței de acord a filtrului de bandă cu cea a oscilatorului local. Se verifică elementele din circuitele selectorului ca la punctele 1 și 2.

7. Imagine cu dubluri sau contururi multiple, sunetul și rastrul sînt normale. Această defecțiune se poate datora și antenei, dar poate fi provocată și de distorsiunile de fază din zona frecvențelor înalte ale benzii de trecere, ale întregului lanț de amplificare selector plus FI cale comună, datorită unor supracreșteri ale caracteristicii amplitudine-frecvență. Conturarile suplimentare se pot pune în evidență din acordul fin al televizorului prin modificarea poziției oscilatorului local către frecvențe mari. Dublurile datorate selectorului de canale apar pe imagine la o distanță de ordinul 1—2 mm față de conturarile imaginii adevărate, spre deosebire de dublurile din antenă care sînt mai distanțate.

8. Înrăutățirea calității imaginii și a sunetului după un timp de aproximativ 15—30 de minute de la pornirea televizorului. Imaginea va deveni estompată sau plastică și este necesară intervenția la acordul pe canal. Acest lucru se datorează modificării frecvenței oscilatorului local cu temperatura (fugă de frecvență) după încălzirea televizorului. Cauza este necompensarea termică a oscilatorului datorită unor coeficienți de temperatură necorespunzători ai condensatoarelor care intervin la stabilirea frecvenței de acord a oscilatorului local. Condensatorul C_{23} provoacă frecvent acest defect.

9. Imagine cu moire și interferențe de înaltă frecvență, sunetul și rastrul sînt normale. Defecțiunea se manifestă prin suprapunerea peste imagine a unor linii ondulate sau dungi oblice mobile sau a unei rețele de linii fine. Cauza interferențelor este apariția uneia sau mai multor semnale perturbatoare care împreună cu semnalul util, prin fenomenul de bătăi, dau naștere unor componente spectrale în banda canalului recepționat sau în banda de FI. Cauzele ce pot provoca această defecțiune pot fi: decuplarea insuficientă a bornelor de alimentare ale selectorului; închiderea incorectă a capacelor selectorului; lipiturile de masă nerealizate pe tot conturul cablajului imprimat la carcasa selectorului; intrarea în oscilație a tranzistoarelor T_1 și T_3 datorită lipiturilor reci la masă sau la condensatoarele de decuplare.

10. Imagine și sunet cu intermitență

Cauza ar fi întreruperea sau scurtcircuitul care poate apărea datorită vibrațiilor mecanice sau variațiilor de temperatură ale selectorului. Cauzele generatoare sînt: contactele imperfecte, lipiturile reci ale pieselor pe cablajul imprimat, montarea unor piese electrice foarte aproape de ecranele magnetice puse la masă.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

CITITORII RECOMANDĂ

ADAPTOR pentru MINICASETOFON

Ing. BARBU POPESCU

Montajul prezentat în figura 1 se adresează constructorilor amatori care posedă un minicasetofon (Walkman) și care doresc să-i extindă domeniul de utilizare.

Montajul propus se poate realiza în următoarele variante:

a) adaptor staționar, variantă în care schema prezentată se completează cu un bloc de alimentare prezentat în figura 2;

b) adaptor auto, variantă în care montajul se realizează într-o casetă metalică, prevăzută cu un dispozitiv de fixare a minicasetofonului.

Nu se dau schițe în acest sens, întrucît acestea depind de dimensiunile minicasetofonului, de dimensiunile pieselor folosite etc.

În orice caz se va avea în vedere un acces ușor, rapid la casetofon și la organele de comandă pentru a evita producerea de accidente.

Montajul este alcătuit din trei etaje:

a) etajul corector de ton;

b) etajul amplificator de putere;

c) blocul de alimentare al minicasetofonului.

La intrarea corectorului de ton este prevăzut semireglabilul P_1=500 Ω, care asigură reglarea sensibilității montajului.

Corectorul de ton este de tip activ, realizat cu tranzistorul T_1 și piesele aferente și permite obținerea unor performanțe foarte bune în domeniul frecvențelor joase (la frecvența de 20 Hz permite o corecție de ±20 dB) și în al frecvențelor înalte (la 20 kHz permite o corecție de ±20 dB).

Potențiometrul P_4 servește la reglarea volumului; condensatorul C_9= 220 pF are rolul de ridicare a caracteristicii de frecvență în domeniul frecvențelor înalte la niveluri reduse ale audiției.

Potențiometrul P_5 este folosit la reglarea balansului.

Amplificatorul de putere este realizat cu circuitul integrat (A210K, TBA810AS, MBA810AS) după o schemă clasică.

Rezistența R_{19}=150 Ω, conectată după cum se vede în figura 1, servește la mărirea artificială a efectului stereofonic (distanța între difuzoare).

Curba de răspuns a amplificatorului de putere este liniară în domeniul audio; în practică, de multe ori, domeniul de reglaj al corectorului de ton se dovedește insuficient.

Din acest motiv, dacă se consideră necesar, se poate conecta între punctele „A" și „B" bucla de reacție negativă selectivă, formată din C_{23}, R_{17}, C_{24}, R_{18}.

Această buclă de reacție permite ridicarea caracteristicii de frecvență cu cca 8 dB la frecvența de 100 Hz și cu cca 6 dB la frecvența de 15 kHz.

În scopul păstrării nemodificate a sensibilității este necesar ca valoarea rezistenței R_{12} = 100 Ω să fie redusă la 56 Ω. Șocul L este obținut prin bobinarea pe un miez de ferită cu Ø =4—5 mm și lungimea de cca 30 mm a 60—70 de spire din sîrmă de cupru cu diametrul de 0,7—0,8 mm; se poate folosi de asemenea bobina de șoc din blocul de alimentare al televizoarelor cu circuite integrate.

Se recomandă folosirea circuitului integrat A210K întrucît acesta are fixat un radiator profilat din aluminiu.

Dacă montajul este realizat corect, singurul reglaj necesar este al sensibilității, care se realizează cu ajutorul semireglabilului P_1 astfel: se aduce potențiometrul de volum al minicasetofonului în poziție mediană, la adaptor potențiometrele P_2, P_3 și P_5 se fixează în poziție mediană, P_4 se fixează în poziția de volum maxim și din semireglabilul P_1 se dozează nivelul semnalului de intrare.

Puterea obținută în varianta „adaptor auto" este de cca 4 W pe canal, iar în varianta adaptor staționar de minimum 5 W.

În cazul folosirii circuitelor de tip TBA810AS se recomandă folosirea unor radiatoare realizate din tablă de aluminiu.

Blocul de alimentare al minicasetofonului este realizat cu tranzistorul T_2 și piesele aferente și nu prezintă particularități deosebite.

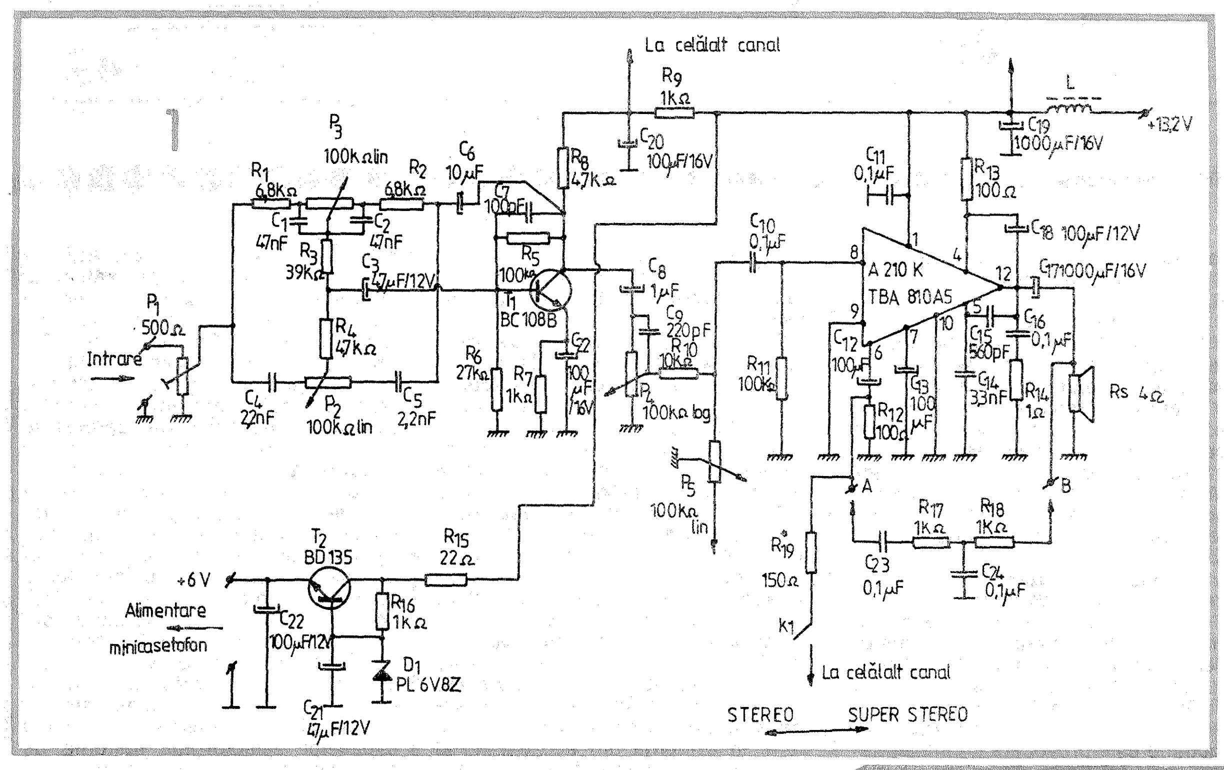
Tranzistorul T_2 se va monta pe un radiator din tablă de aluminiu cu dimensiunile de 30x15x1 mm.

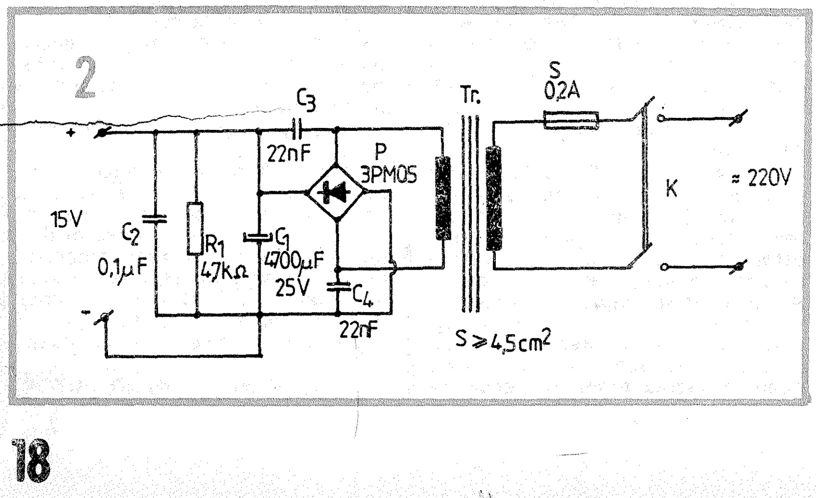
În cazul în care minicasetofonul necesită o tensiune de alimentare de 4,5 V (sau 3 V) se vor efectua următoarele modificări:

1. Pentru tensiunea de 4,5 V: R_{16}= 1,5 kΩ, D_1=PL5V1Z.
2. Pentru tensiunea de 3 V: R_{16}= 1,8 kΩ, D_1=PL3V9Z.

În cazul realizării în varianta „adaptor staționar" se poate folosi sursa de alimentare prezentată în figura 2 și care trebuie să asigure o tensiune de cca 15 V la un curent de 2 A.

Nu se dau datele concrete de realizare a transformatorului de rețea întrucît acestea depind de secțiunea miezului transformatorului; aceasta va fi de minimum 4,5—5 cm².





„SATELIȚII DE TELECOMUNICAȚII"

Felicităm cu căldură Editura „Ion Creangă" pentru binevenita sa colecție de popularizare ABC. Cea mai recentă apariție în această serie — deosebit de utilă pentru familiarizarea celor mai mici școlari cu zonele de interes științific ale lumii contemporane — este semnată de cunoscutul scriitor și popularizator al științei și tehnicii, ing. **Liviu Macoveanu,** fiind dedicată sateliților de telecomunicații.

Istoricul pătrunderii omului în Cosmos, galeria personalităților științifice ale căror lucrări au contribuit decisiv la progresul astronauticii, posibilitățile complexe de utilizare a sateliților de telecomunicații sînt subiecte tratate fluent, într-un limbaj accesibil, perfect adecvat publicului căruia i se adresează.

O prezentare grafică inspirată, desenele sugestive completează în mod fericit textul interesant semnat de autor. (C.S.)

APĂ ALCALINĂ — APĂ ACIDĂ
PROCEDEU DE OBȚINERE

MIRCEA BRÂNZAN

1. **INTRODUCERE**

De mai mulți ani circulă ideea și practica întrebuințării în medicina empirică a „apei vii" și a „apei moarte".

În realitate, problema se rezumă la divizarea unei cantități de apă neutră în două părți egale, formate din apă alcalină și apă acidă, prin cel mai simplu procedeu al electrolizei. Sorturile de apă obținute prin această operație, apa alcalină și apa acidă, au primit în popor denumirile sugestive de „apă vie" și „apă moartă", cu ajutorul cărora se execută diferite scheme de tratament în cadrul medicinei empirice.

Pentru a veni în sprijinul celor care practică astfel de metode de tratament, propun un procedeu de obținere a celor două sorturi de apă fără a utiliza o membrană semipermeabilă, așa cum se utilizează în prezent în mod curent.

Marele avantaj al procedeului constă într-o divizare „curată" a apei neutre în cele două sorturi, fără a antrena corpuri și substanțe străine apei, așa cum se întîmplă prin procedeul de separare cu membrană semipermeabilă (cel mai adesea se întrebuințează o pînză din foaie de cort). Este adevărat că procedeul care îl propun se va dovedi mai complicat, iar separarea va dura mai mult timp, dar poate că va fi de preferat pentru calitățile lui igienice.

2. **DESCRIEREA PROCEDEULUI**

Componentele principale ale dispozitivului sînt prezentate în figura 1 și sînt următoarele:

VA = vas cu capacitatea de 0,5 litri, în care se va colecta apa alcalină;

VB = vas cu capacitatea de 0,5 litri, în care se va colecta apa acidă;

EN = electrod din oțel de „inox alimentar", executat din platbandă lată de 25 mm, groasă de 2—4 mm, cu o lungime suficientă pentru a depăși gura vasului VA;

EP = electrod similar cu EN;

VL = vas de legătură executat din material izolator și impermeabil (preferabil din sticlă sau din tuburi de material plastic termorezistent), cu dimensiunile informative din figura 2;

FA = furtun de aspirație care se montează etanș la gura de ieșire a vasului VL.

După umplerea vaselor VA și VB cu apă potabilă, se introduce în acestea vasul VL. Prin furtunul VA se aspiră pînă cînd apa din cele două vase va crea o coloană comună către furtunul FA. La umplerea vasului VL cu apă, furtunul FA va fi obturat astfel încît apa să nu se mai poată întoarce spre vasele VA și VB. In vasul VA se introduce electrodul EN, iar în vasul VB electrodul EP. Prin conductoare electrice izolate se conectează EN la -UA și, respectiv, EP la +UA de la alimentatorul descris în figura 3. Se verifică întîi corectitudinea executării instrucțiunilor de mai sus și apoi se conectează alimentatorul la rețeaua de 220 V c.a. (Atenție, căci la bornele alimentatorului și în vasele VA și VB tensiunea de alimentare UA are un potențial de aproximativ 300 V și, deci, PERICOL DE ELECTROCUTARE!).

Din acest moment începe reacția de electroliză, iar pe parcursul cîtorva zeci de minute (cca 45 min) se vor colecta în VA apa alcalină și în VB apa acidă, separarea efectuîndu-se la nivelul vasului VL, care se încălzește nepericulos.

Apa alcalină („vie") din vasul VA are un aspect alburiu și are în suspensie un precipitat de aceeași culoare, factorul pH ajungînd la cifrele 9—10. Apa acidă („moartă") din vasul VB are o nuanță galben-maronie și prezintă un miros de clor, factorul pH ajungînd la cifra 5. La terminarea reacției, alimentatorul se deconectează de la sursa de 220 V c.a. Numai după această operație furtunul Fa se dezobturează, lăsînd coloana de apă să coboare în vasele VA și VB. Vasul VL se înlătură, iar electrozii EN și EP se extrag din vasele respective.

În urma acestor operații, în vasele VA și VB vor rezulta pentru utilizare cîte 0,5 litri de „apă vie" și, respectiv, „apă moartă".

Procedeul de separare este relativ lent din cauza suprafeței mici de reacție oferită de secțiunea vasului VL, dar mărimea secțiunii și a cantităților de apă tratată obținute va fi în funcție de posibilitățile materiale și practice ale fiecăruia. În schimb, separarea în cele două sorturi a apei neutre este absolut curată, cu excepția impurităților aflate inițial în apă.

ATENȚIE! Pe tot parcursul desfășurării reacției nu vor fi atinse sub nici un motiv vasele, electrozii, apa din vase sau conductoarele de legătură, din cauza pericolului de electrocutare. Manipularea acestora se execută numai după deconectarea alimentatorului de la rețeaua de 220 V c.a.

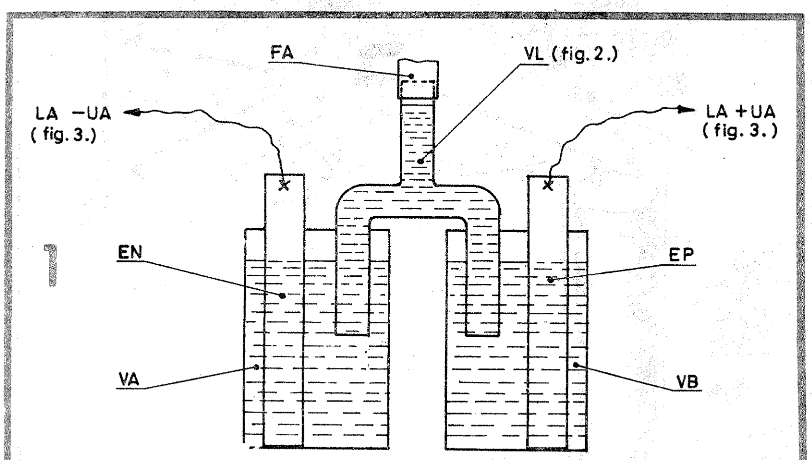
Rezistența de 270 kΩ/2 W de la ieșirea alimentatorului prezentat în figura 3 are rolul de a descărca condensatorul de filtraj după deconectarea acestuia de la rețeaua de alimentare.

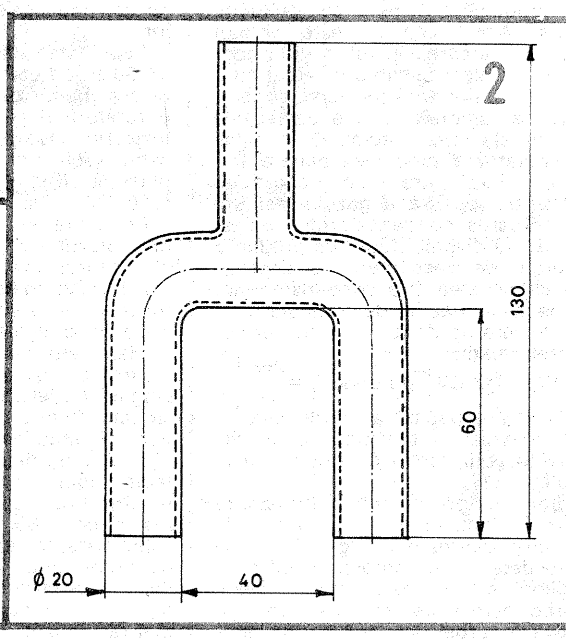
3. **FINAL**

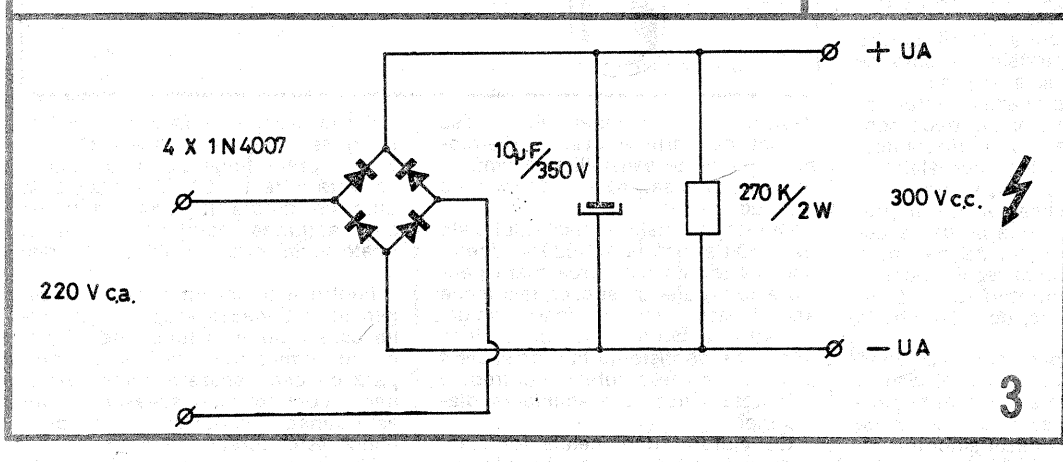
Procedeul propus (chiar dacă se utilizează sub diverse forme sau ca atare) nu l-am întîlnit descris nici în lucrările studiate referitoare la această problemă, nici pe cale orală și reprezintă o inspirație proprie, orice asemănare fiind cu totul întîmplătoare.

Totodată, nefiind cadru medical, nu-mi permit să recomand nimănui în mod oficial urmarea unui tratament cu cele două sorturi de apă obținute în diverse scheme de tratament.

Sper însă ca procedeul imaginat să ofere obținerea unor rezultate calitativ superioare celor care utilizează în diverse scopuri apa alcalină sau acidă.







FLASH-URILE electronice

C. STĂNCULESCU

Este bine cunoscut faptul că în fotografie lumina naturală nu este întotdeauna suficientă pentru realizarea unei reproduceri de bună calitate. De asemenea, necesitatea obţinerii unor efecte interesante legate de fotografia ultrarapidă a dus la generalizarea folosirii flash-ului electronic care a pus la dispoziţia tuturor amatorilor un instrument de lucru maniabil, redus ca greutate şi accesibil pentru toate „pungile".

Flash-ul electronic rezolvă pentru fiecare amator problema fotografiei la mică distanţă, precum şi fotografierea unor obiecte aflate în deplasare rapidă.

Principii de construcţie

Flash-ul electronic este construit în principiu dintr-un tub de sticlă drept sau îndoit, cu doi electrozi, umplut cu gaz sub presiune slabă, în general xenon. Cînd diferenţa de potenţial aplicată celor doi electrozi este suficientă, începe descărcarea ce produce o lumină cu strălucire mare. Acest „fulger" este obţinut prin descărcarea în tub a unui condensator electrochimic încărcat cu o tensiune inferioară tensiunii de ionizare, iar amorsarea este declanşată de un electrod special. O tensiune de polaritate bine determinată trebuie aplicată între anod şi catod, iar ionizarea parţială a gazului asigură descărcarea condensatorului. Există tuburi de diverse puteri ce produc o energie de descărcare ce depinde de capacitatea C a condensatorului şi de tensiunea V, determinată pentru fiecare tip de tub conform următoarei relaţii:

$$W = 1/2\ CV^2, \text{ de unde } C = \frac{2W}{V^2}$$

C este capacitatea condensatorului în farazi, V tensiunea de încărcare în volţi, iar W este exprimat în jouli.

Constructorii de tuburi furnizează curbele fluxului luminos în funcţie de timp pentru o energie de încărcare determinată corespunzînd condiţiilor de utilizare normală. Aceste curbe permit determinarea comparativă a curbei deschiderii obturatorului, momentul precis în care se produce flash-ul ce trebuie să coincidă cu deschiderea normală a obturatorului. Maximumul de flux luminos trebuie să se producă în momentul în care obturatorul este complet deschis. Evident, durata iluminării are un rol direct în impresiunea fotografică şi nu timpul de deschidere al obturatorului.

Este necesar totuşi să nu se utilizeze un timp de expunere foarte redus în anumite cazuri. Folosind filme suficient de sensibile este posibilă obţinerea fotografiilor ultrarapide: durata utilă a flash-ului determină firesc, după caz, cantitatea de lumină eficace.

Practica utilizării flash-ului electronic

Primele flash-uri electronice erau aparate scumpe şi grele, necesitînd folosirea bateriilor, puţin practice şi costisitoare. Succesul flash-ului este asigurat azi de fabricarea tipurilor utilizate la tensiuni joase pentru a permite folosirea condensatoarelor electrochimice de dimensiuni reduse. Progresul realizat în industria bateriilor şi a redresoarelor, utilizarea tranzistoarelor, a circuitelor integrate au dus la miniaturizarea aparatelor de acest tip, azi foarte uşoare, unele chiar încorporate în aparatul fotografic sau alimentate de mici baterii de acumulatoare etanşe, cadmiu-nichel, reîncărcate automat cu ajutorul redresoarelor alimentate la reţea.

Consumul de electricitate este foarte mic, iar încărcarea se realizează în cîteva ore.

Temperatura de culoare a flash-ului este între 5 900 şi 6 500 K, fapt ce convine perfect şi fotografiei color.

Rapiditatea flash-ului, situată între 1/500 şi 1/1 000 s, permite o sincronizare bună pentru toate vitezele obturatorului central şi înregistrarea mişcărilor foarte rapide. Se poate astfel regla timpul cu un obturator obişnuit cu lamele tot atît de bine la 1/60, cît şi la 1/125.

Problema se pune diferit pentru obturatorul cu perdele: în timp ce obturatorul central este practic sincronizat cu toate vitezele, obturatorul focal nu e sincronizat decît pentru o viteză egală sau inferioară deschiderii sau închiderii perdelelor.

Pentru viteze superioare, o singură parte a clişeului este impresionată fiindcă a doua perdea a acţionat înainte de vîrful de maximum al flash-ului, de unde rezultă necesitatea reglării obturatorului la o viteză nu prea rapidă, de 1/30 pînă la maximum 1/60.

Majoritatea aparatelor au două contacte, unul notat cu X pentru flash-ul electronic şi un altul M pentru cel cu magneziu, din ce în ce mai rar utilizat. În cazul sincronizării X, contactul se închide în momentul deschiderii complete a obturatorului; pentru sincronizarea M, obturatorul nu se deschide decît după închiderea contactului.

Cînd contactul X se închide, în momentul deschiderii totale a obturatorului durata flash-ului este foarte scurtă şi alegerea vitezei nu mai este critică. Se poate alege 1/100 s fiindcă o viteză mai mică poate da un efect de mişcare dacă subiectul nu este luminat doar de flash.

După determinarea timpului rămîne de reglat deschiderea diafragmei. Ea depinde, bineînţeles, de puterea flash-ului, de sensibilitatea filmului şi de distanţa între subiect şi sursa de lumină. Iluminarea eficace este proporţională cu intensitatea luminoasă şi invers proporţională cu pătratul distanţei. Acest fapt explică de ce o fotografie realizată cu ajutorul flash-ului, obţinută în bune condiţii, la o distanţă de 2 m cu diafragma la F/8, trebuie realizată la 4 m utilizînd deschiderea F/4 şi nu F/5,6.

Practic nu sînt de efectuat calcule complicate datorită numărului-ghid al flash-ului, caracteristică indicată de constructor.

Vom găsi acest număr în prospectul de utilizare al flash-ului. Pentru a găsi diafragma necesară este suficient să împărţim acest număr cu distanţa în metri aflată între obiectiv şi subiect. De exemplu, dacă avem numărul ghid 16, vom utiliza diafragma F/16 la 1 m, F/8 la 2 m etc.

Există, de asemenea, pe cutia flash-ului un mic tabel sau un disc gradat ce permite găsirea diafragmei funcţie de sensibilitatea filmului în grade DIN sau ASA şi de distanţa faţă de subiect.

Durata normală a flash-ului este de 1/800 s pînă la 1/1 000 s. Uneori această durată este prea mare pentru a fotografia cu succes fenomene sau obiecte în mişcare foarte rapidă.

Pentru a controla fluxul luminos în funcţie de distanţa faţă de subiect sau faţă de viteza subiectului trebuie asigurată automat deschiderea diafragmei.

Cu ajutorul unei celule fotoelectrice adiţionale, situată pe carcasa aparatului, se măsoară cantitatea de lumină reflectată de subiect sub acţiunea flash-ului.

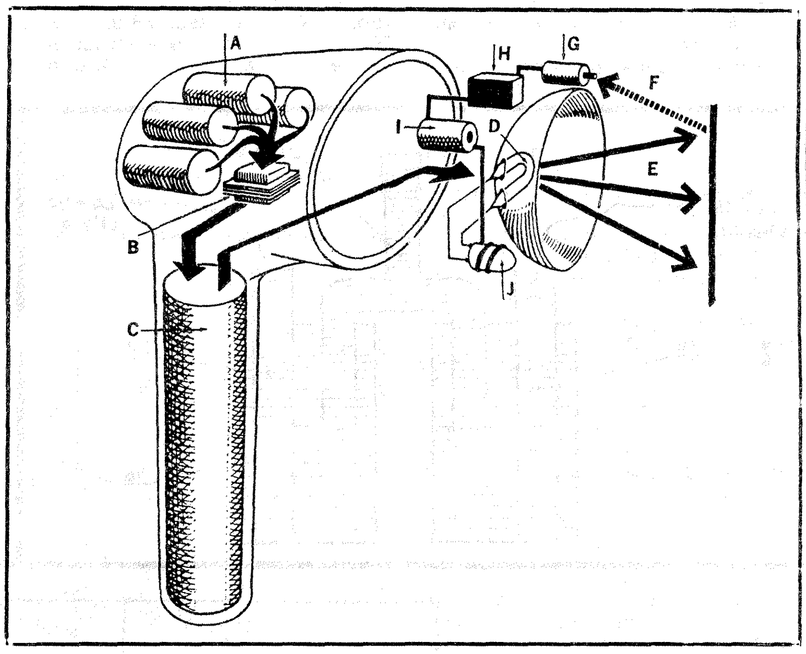
Diferitele elemente ale acestui dispozitiv sînt prezentate schematic în figură. O baterie de acumulatoare A (cadmiu-nichel) furnizează tensiunea electrică de alimentare. Tensiunea joasă este ridicată la nivelul necesar de un transformator B, graţie unui montaj tranzistorizat ce permite încărcarea condensatorului C dispus în cutia flash-ului.

Cînd condensatorul de sincronizare cu cameră este închis în momentul apăsării pe declanşator, curentul de descărcare al condensatorului traversează flash-ul şi fasciculul de lumină E este transmis spre subiect.

Lumina reflectată F, provenind de la obiect, este primită de o mică celulă fotoelectrică G, dispusă pe partea frontală a flash-ului. Circuitul electronic H măsoară curentul electric provenind de la celulă şi cînd expunerea atinge o valoare suficientă este acţionat circuitul de declanşare I ce pune în funcţiune tubul de descărcare cu rezistenţă mică J, dispus în interiorul aparatului. Al doilea tub este utilizat pentru a absorbi energia rămasă şi opreşte producţia fluxului luminos produs de flash-ul automat.

Deschiderea optimă a diafragmei trebuie mereu determinată pentru a asigura durata expunerii.

Acest raport este funcţie de lumina furnizată de flash şi de sensibilitatea filmului.



Cu un asemenea flash distanţa de lucru este cuprinsă între 0,30 m şi 5 m. Durata fulgerului neautomatizat este între 1/1 000 şi 1/2 000 s, în timp ce durata fulgerului automat sub acţiunea celulei de control poate varia între 1/1 000 şi 1/30 000 s.

Pentru a folosi un flash de acest gen se acţionează asupra contactului care îl pune în funcţiune; el primeşte lumina reflectată şi o compară cu cea necesară pentru expunerea corectă; cînd această valoare este atinsă, flash-ul este întrerupt şi filmul este corect expus.

Un asemenea flash este folosit de obicei pentru un timp de 1/125 pentru aparate cu obturator central şi 1/30 s sau 1/60 s pentru aparate dotate cu obturatoare cu perdele.

Deschiderea diafragmei este reglată, conform cadranului indicator, după sensibilitatea filmului.

Pentru a reuşi fotografii de calitate nu trebuie uitat faptul că axa reflectorului flash-ului trebuie dirijată direct spre subiect.

Subiectul trebuie să fie situat în centrul suprafeţei fasciculului luminos.

CINECAMERA ÎN ACŢIUNE

Ing. MIHAIL FLORESCU

O producţie cinematografică atît profesionistă, cît şi de amator trebuie să răspundă simultan unor cerinţe tehnice şi artistice. Vom încerca, într-o serie de articole, să prezentăm cîteva probleme tehnice, specifice producţiilor de amator, pentru a veni în sprijinul acestei activităţi.

Acolo unde problemele cine şi video au specificaţii, vom analiza separat modul de rezolvare.

Primul articol din această serie se referă la mobilitatea camerei de luat vederi.

Menţionăm că nu vom analiza aici diferitele soluţii artistice, ci exclusiv cele tehnice ale mişcării.

Vom începe cu unele recomandări generale

1. Este bine să amintim că imaginile simetrice nu sînt recomandabile şi că este bine ca subiectul principal să fie menţinut într-o parte a scenei.

2. Cerul nu trebuie să ocupe mai mult de o treime din înălţimea cadrului.

3. Camera trebuie menţinută stabilă pentru a nu produce tremurări ale imaginii. Înclinarea accidentală conduce adesea la efecte umoristice, care pot compromite filmarea.

Dacă nu dispunem de trepied adecvat, camera trebuie ţinută ferm cu ambele mîini, fiind recomandabilă oprirea respiraţiei pe durata unui cadru. Dacă este posibil, camera va fi sprijinită pe un obiect stabil.

4. Mişcarea este o raţiune a existenţei imaginii filmate. Foarte rar o imagine imobilă poate fi interesantă din punct de vedere cinematografic, de aceea chiar la filmarea de peisaje este recomandabil ca în cadru să existe obiecte sau personaje în mişcare.

5. Pentru cadrele mai deosebite şi în special cînd sînt filmaţi copii este bine să nu prevenim subiectul asupra momentului înregistrării.

6. Imaginea se poate realiza în mai multe planuri. În figura 1 este prezentată schematic imaginea din filmul „Ieşirea din port" (L. Lumiere, 1896) cu cadrarea planurilor clasice (fig. 2—5).

Trecerea de la un plan la altul se poate face prin mai multe metode:

a) Schimbarea de obiective cu distanţă focala variată pe turelă. Metoda este rar folosită de amatori.

b) Mişcarea de traveling.

c) Transfocarea.

Travelingul poate fi prin mişcarea operatorului sau prin deplasare cu cărucior. În primul caz apar probleme deosebite de stabilitate a imaginii şi de aceea nu se recomandă decît în cazuri speciale. Travelingul mecanic se realizează ca în figurile 6, 7 şi 8.

Deplasarea înainte şi înapoi în traveling trebuie făcută în limitele de claritate a obiectivului (asupra cărora vom reveni) sau prin schimbarea simultană cu mişcarea reglajului de distanţă astfel ca să se menţină claritatea. Problema se soluţionează mai simplu la aparatele cu comandă manuală şi mai dificil la camerele video unde viteza de reglare a obiectivului este prea mare prin comanda electrică.

Efecte deosebite în schimbarea planurilor se obţin prin tehnica plonjeurilor (fig. 9—10).

Procedeul plonjeului este realizabil aproape exclusiv prin trepied cu articulaţie verticală, manipularea „din mînă" fiind foarte pretenţioasa.

Un efect interesant se obţine prin schimbarea cîmp/contracîmp care schimbă cu 180° unghiul de vedere (figurile 11—12).

Efectul se realizează cu două aparate sau prin stoparea filmării şi deplasarea aparatului. În general apar probleme mai complicate de iluminare egală a cîmpului şi contracîmpului.

Un efect foarte utilizat este panoramarea în plan orizontal, efect predominant în filmele de vacanţă (figura 13).

Funcţie de distanţa focală a obiectivului, timpul de panoramare trebuie să aibă valorile din tabelul 1.

Lungimea focală a obiectivului mm	Panoramare (în grade)		
	45°	90°	180°
	Timpul (în secunde)		
20 — 25	10	20	40
40 — 50	25	45	100
75 — 80	40	70	130

Evident că se pot utiliza şi timpi mai reduşi, cu efecte artistice mai speciale. În general nu se recomandă utilizarea de obiective cu distanţă focală mai mare de 35 mm la panoramare.

Panoramarea manuală impune lungirea timpului de panoramare pentru menţinerea stabilităţii imaginii.

Revenim la transfocare, procedeu modern de mare efect dacă este utilizat corect. Trebuie să subliniem că este o mare diferenţă între imaginea obţinută prin transfocare şi cea obţinuta prin traveling (figura 14), diferenţă uşor de sesizat în timpul vizionării.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

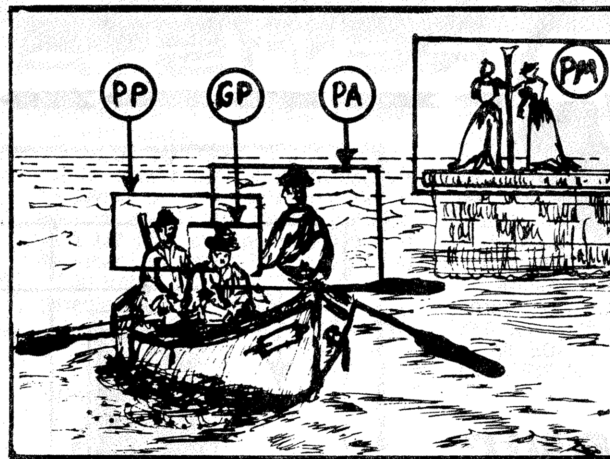


Figura 1 — Plan general (P.G.)



Figura 2 — Plan mijlociu (P.M.) — personaje în picioare



Figura 3 — Plan american (P.A.) — personaj jumătate corp



Figura 4 — Primplan (P.P.) — personaj bust



Figura 5 — Grosplan (G.P.) — faţă izolată



Figura 6 — Traveling lateral



Figura 7 — Traveling înapoi



Figura 8 — Traveling înainte

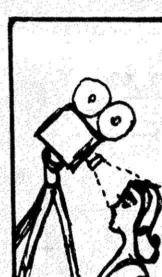


Figura 9 — Plonjeu

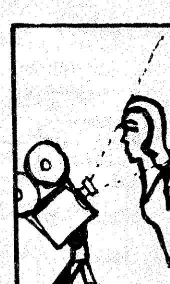


Figura 10 — Contraplonjeu



Figura 11 — Cîmp



Figura 12 — Contracîmp

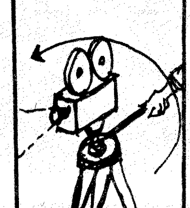


Figura 13 — Panoramare

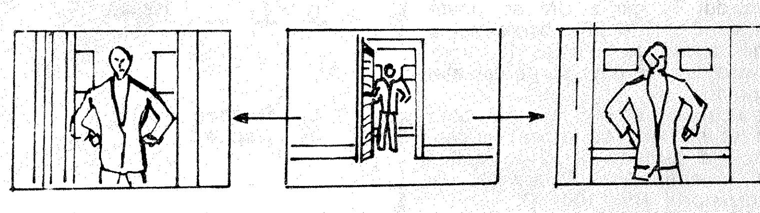


Figura 14 — Comparaţie între traveling înainte (stînga) şi transfocare (dreapta)

LOTO ELECTRONIC

Această construcție necesită patru circuite integrate și un tranzistor BC107.

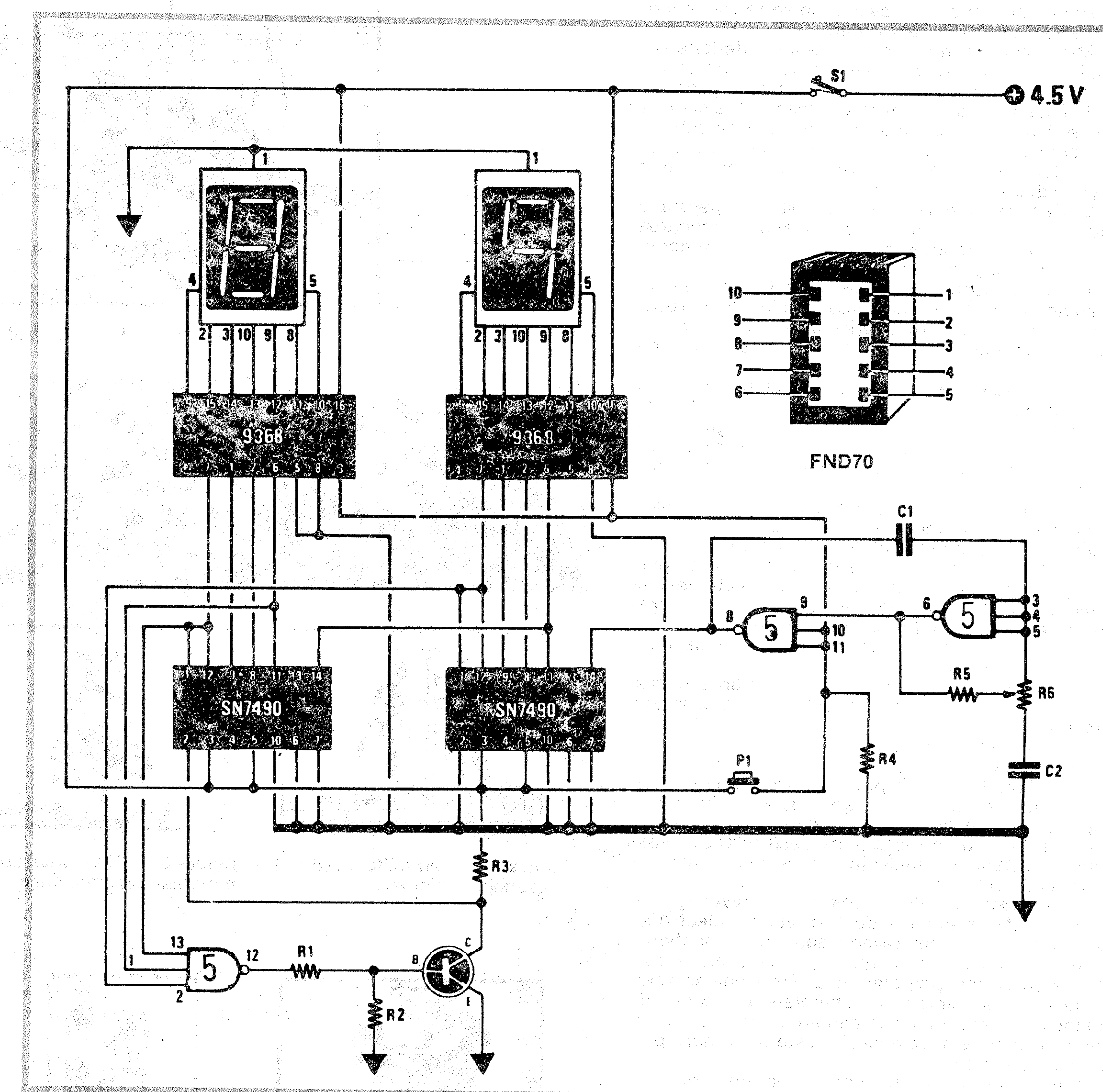
Fiecare circuit CDB410 sau SN7410 conține 3 porți NAND, fiecare cu 3 intrări; două sînt folosite pentru realizarea unui multivibrator capabil a genera impulsuri cu frecvența de 10 kHz, iar al treilea pentru a bloca afișajul la cifra 90, adică la impulsul 91 afișajul să indice cifra 1. Apăsînd butonul P1 se pune în funcțiune multivibratorul și se blochează 9368.

Potențiometrul trimer R6 permite reglarea frecvenței multivibratorului. Pe intrarea 14 a primului CDB490 (SN7490) se aplică semnalul multivibratorului, care la rîndul său va pilota decodorul 9368 (al unităților). De la primul divizor cu 10, semnalul va trece la următorul (tot 490), care va pilota următorul decodor 9368 (zecile).

Particularitatea acestui joc constă în faptul că afișajul trebuie să prezinte toată gama de cifre cuprinse între 1 și 90, deci pe fiecare din afișaje să apară cifrele de la 0 la 9.

R1 = 1 kΩ; R2 = 4,7 kΩ; R3 = 1 kΩ; R4 = 220 Ω; R5 = 100 Ω; R6 = 470 Ω; C1 = 68 nF; C2 = 4,7 nF; CDB490x2; SN7410; 9368x2; FND70x2 (afișaj).

LE HAUT PARLEUR, 1469



RECEPTOR

Receptorul prezentat este interesant prin faptul că folosește ca element principal circuitul integrat specializat TDA1083.

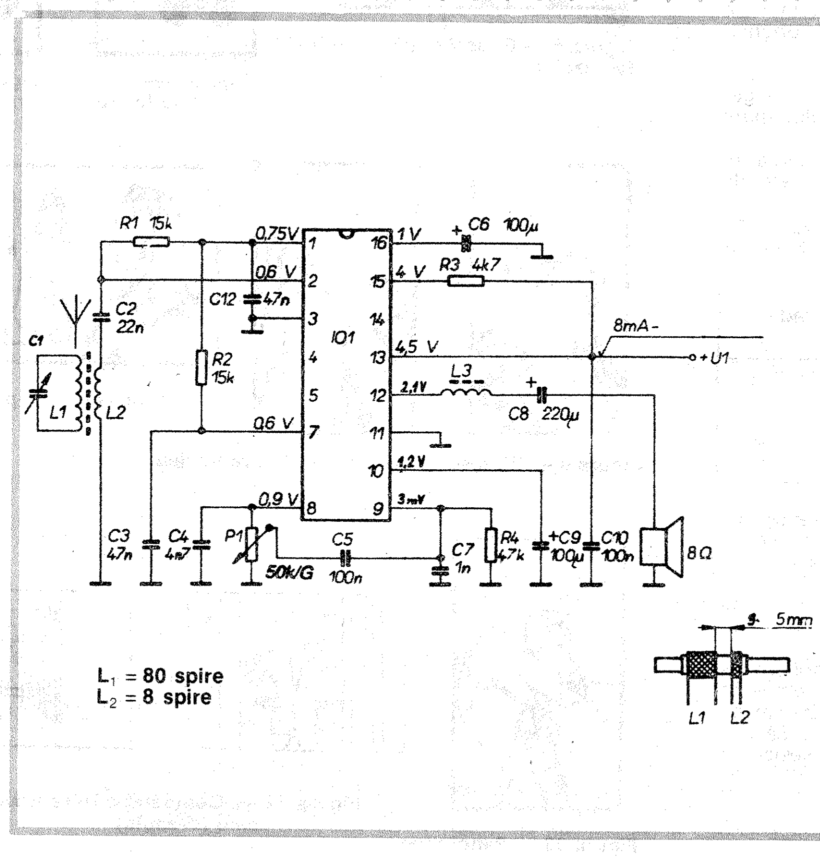
Interesant este faptul că pentru a realiza un radioreceptor, după cum se observă și din schema electrică, la acest circuit trebuie să atașăm un mic număr de componente și în special circuitul de intrare.

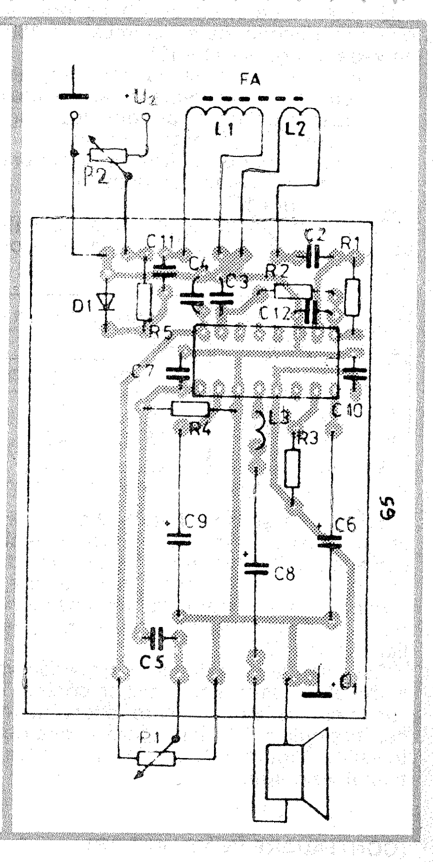
Pentru recepționarea undelor medii, circuitul de intrare se construiește pe o bară de ferită cu diametrul de 10 mm și lungimea de 100 mm, la care L1 are 80—100 de spire CuEm 0,2, iar bobina L3 are 30 de spire CuEm 0,2, bobinate pe un mic suport de ferită.

Acordul în gama UM se poate face cu C1 (270 pF), dar și cu o diodă varicap de tipul BB113, montată așa cum se observă pe cablajul imprimat.

La circuit, U1=4,5 V, dar cînd acordul se face cu diodă varicap, atunci la terminalul U2 se aplică 30 V, potențiometrul P2 are 100 kΩ, iar rezistorul R5= 100 kΩ.

AMATÉRSKÉ RADIO, 5/1990





Pentru anul 1990 I.E.M.I. prezintă o gamă de produse noi, cu performanțe superioare, în domeniul radiocomunicațiilor profesionale, aparaturii de măsură și control și sistemelor de testare automată.

Dacă doriți să efectuați depanări de aparatură electronică, măsurători de puteri în domeniul radiofrecvenței, măsurători de forțe, cupluri, presiuni, măsurători de laborator, consultați oferta I.E.M.I. **(Întreprinderea de Aparate Electronice de Măsură și Industriale)** — București.

În ceea ce privește echipamentele de radiocomunicații profesionale, acestea sînt destinate comunicărilor radiotelefonice între utilizatori ficși, mobili și portabili, avînd posibilitatea organizării unor rețele de transmitere de date pentru controlul și comanda unor procese tehnologice.

Iată cîteva din cele mai reprezentative produse:

— **OSCILOSCOPUL E 0110** — aparat portabil cu 2 canale, care permite vizualizarea semnalelor de frecvență maximă — 10 MHz, cu o sensibilitate de 2 mV/div.

— **OSCILOSCOPUL E 0109** — aparat de laborator cu 2 canale care asigură vizualizarea semnalelor electrice pînă la 25 MHz. Are drept scop verificarea și controlul aparatelor electronice.

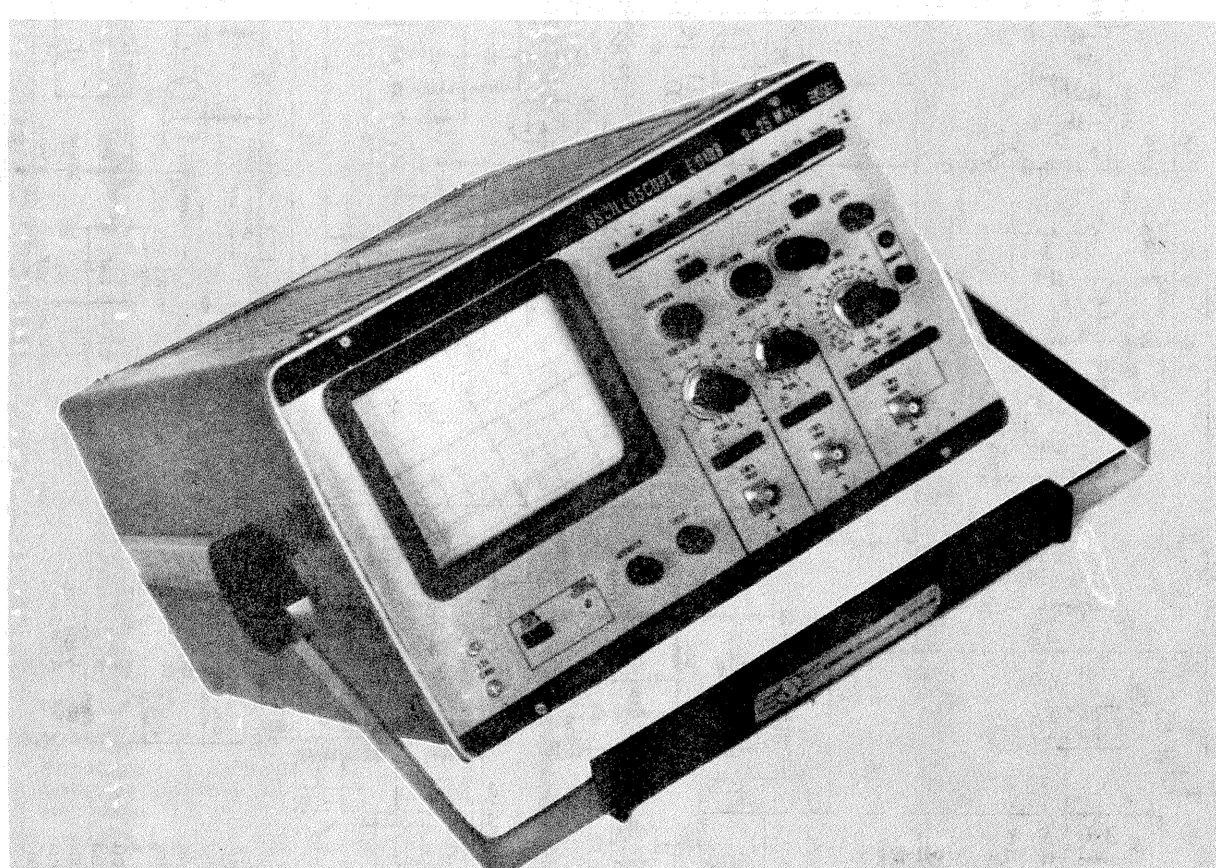
— **MULTIMETRUL V 561** — realizat în colaborare cu firma MERATRONIK din Varșovia-Polonia — este un multimetru digital portabil, cu 3 1/2 cifre, care permite măsurări de tensiuni, curenți în cc/ca pînă la 1 000 V/750 V, respectiv 10 A și rezistențe pînă la 20 MΩ.

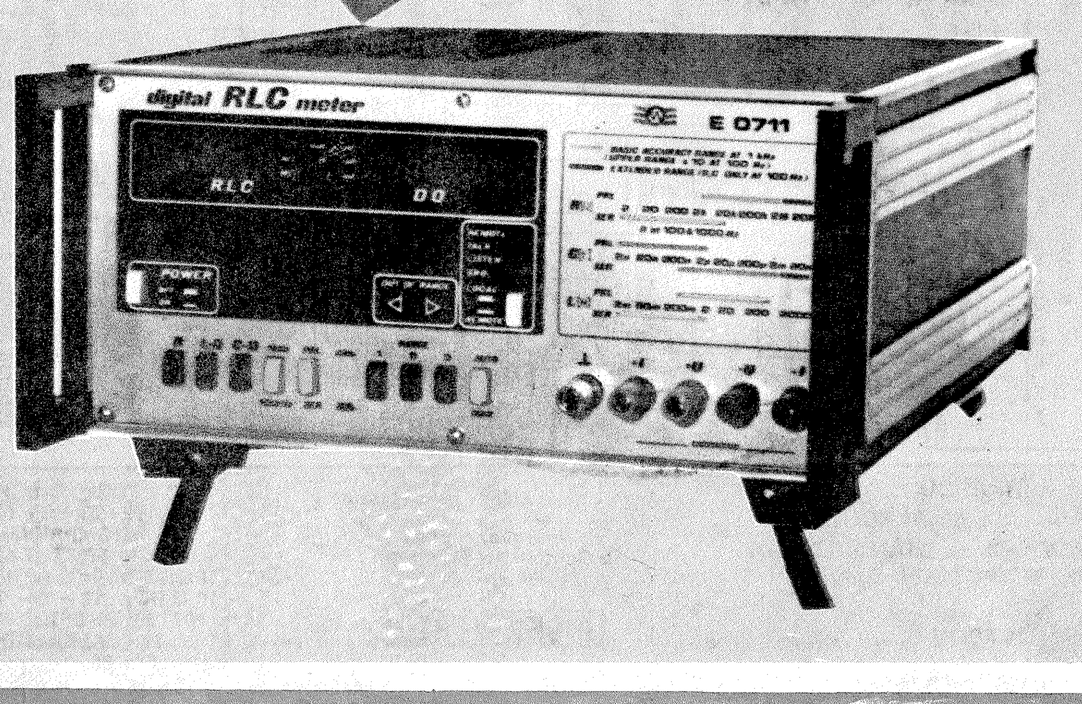
— **SURSA STABILIZATĂ DE CURENT CONTINUU — I 4301** — asigură protecția circuitelor integrate și tranzistorizate în caz de scurtcircuit sau supratensiune. Este un instrument de mare utilitate în laboratoarele de cercetare și uzinale, precum și în fluxul de producție.

— **PUNTEA AUTOMATĂ E 0711** — asigură măsurarea automată a componentelor. Microprocesorul Z80 comandă funcționarea internă a punții E0711. Este dotată cu interfața CEI625, care permite să fie conectată la diverse echipamente auxiliare, cum ar fi imprimante sau alte sisteme pe bază de calculator.

I.E.M.I. —

București, Șos. Fabrica de Glucoză nr. 9-11, sector 2, telefon 33 74 22, telex 10467 IEMI B, FAX nr. 33 74 22.





— **SISTEMUL TENSOMETRIC N 2300** — din domeniul mărimilor neelectrice, dotat cu posibilitatea de modificare a combinației modulelor, în scopul adaptării optime la situația concretă de măsurat.

— **TIC 900 PLUS** — testor și identificator de circuite integrate digitale, destinat atelierelor de proiectare, centrelor de depanare și secțiilor de producție. Este un aparat portabil și este capabil să testeze, să identifice și să învețe orice circuit SSI-MSI și cîteva LSI, realizate în tehnologiile TTL sau MOS, din familiile SN7400, 8200, 9300, 8T00, 8500 HEF, 4000, fără să necesite un circuit martor.

— **EMULATORUL Z80** — este cel mai precis și sofisticat instrument pentru service-ul echipamentelor comandate de acest tip de microprocesor. Se introduce o sondă de 40 pini în locul microprocesorului în placa „prototip", în vederea testării, permițînd executarea de diverse operații, descrise ca „funcțiuni soft".

— **MICROTESTUL 901/902** — este un testor funcțional, dinamic, portabil, destinat echipamentelor bazate pe microprocesorul INTEL 8080/Z80. Poate fi utilizat atît în producție, la testarea finală a aparatelor și plachetelor echipate cu microprocesoare de tip INTEL 8080/Z80, cît și în activitatea de service, pentru detectarea și localizarea rapidă a defectelor.

— **RADIOTELEFONUL PORTABIL R 8143** — are un design modern, care se asortează cu orice interior de vehicul. Avînd o greutate redusă, se poate monta cu ușurință oriunde în interiorul vehiculului. Comenzile radiotelefonului se operează pe panoul frontal, prevăzut cu LED-uri de semnalizare. Este un aparat de mare utilitate pentru orice activitate în teren.

— **RADIOTELEFONUL PORTABIL R 8243** — destinat legăturilor radio bidirecționale între operatorul stației portabile și un alt radiotelefon, echipat cu aceleași frecvențe. Acest aparat funcționează în gama 146—174 MHz, în simplex sau semiduplex. Puterea de transmie: 0,5 W sau 1,5 W; sensibilitatea receptorului: 0,4 μV (1 1/2 e.m.f.).

Pentru informații suplimentare, adresați-vă la I.E.M.I.-București (ÎNTREPRINDEREA DE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ ȘI INDUSTRIALE), Șos. Fabrica de Glucoză nr. 9—11; sector 2; tel. 33 74 22; telex: 10467 IEMI B; FAX nr. 33 74 22.

SERVICE

NEMEȘ MIRCEA — Oradea
Schema casetofonului „Star MC 12" a fost publicată în „Tehnium" nr. 5 din 1980, pagina 19.
Receptorul la care vă referiți poate fi cuplat la un convertor industrial.

VASILESCU LAURENȚIU — București
Vă felicităm pentru rezultatele obținute în domeniul construcțiilor electronice.
Scrisoarea dv. a fost remisă unui specialist în camere de luat vederi, care vă va răspunde.

CHIȚU GHEORGHE — Caracal
Am reținut sugestiile dv. pentru care vă mulțumim. Nu puteți înlocui cele două tranzistoare cu altele echivalente fără a redimensiona schema.

ENĂCHESCU MARIUS — Brașov
Vom publica atît construcția antenelor, cît și cuplarea lor la același cablu de coborîre.

NICOLAEVICI VLADIMIR — Ploiești
Tensiunea de alimentare a televizorului trebuie să fie de 220 V pentru ca dimensiunea imaginii, contrastul și strălucirea să fie naturale.
Alimentați deci televizorul cu această tensiune, operați reglajele cuvenite și apoi alimentați televizorul prin stabilizator; măsurați valoarea tensiunii de ieșire a stabilizatorului.

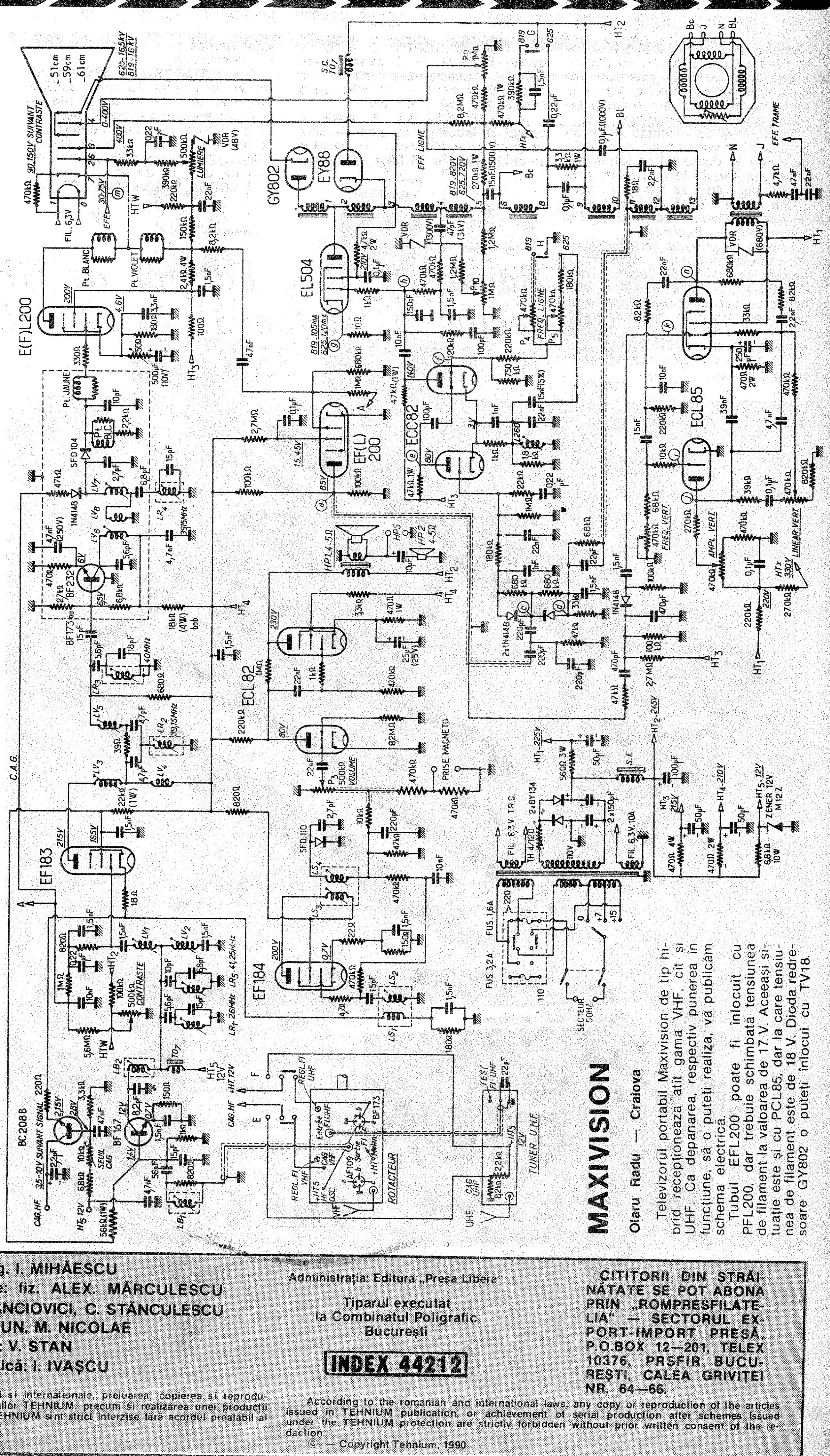
ISTRATE NICOLAE — Urziceni
Vi s-a expediat schema casetofonului prin poștă.

ANDREI ADRIAN — Deva
Nivelul semnalului de intrare la antenă este prea mare. Introduceți un atenuator la borna de antenă, deci micșorați semnalul de la intrare.
La comanda releului puteți folosi BD140.

KACSÓ ZOLT — județul Harghita
Vă expediem schema prin poștă. Verificați condensatorul C333.

IONESCU MIRCEA — Ploiești, Str. Văleni nr. 65
Ne bucură preocuparea dv. de inventariere și clasificare a tuturor construcțiilor prezentate în revista „Tehnium", ca și faptul că vă oferiți sa furnizați cititorilor interesați informații în legătură cu articolele publicate.
Vă trimitem o parte din numerele revistei care vă lipsesc din colecție, precum și almanahurile „Tehnium" 1982 și 1989.

I. M.



MAXIVISION

Olaru Radu — Craiova

Televizorul portabil Maxivision de tip hibrid recepționează atît gama VHF, cît și UHF. Ca depanarea, respectiv punerea în funcțiune, să o puteți realiza, vă publicăm schema electrică.

Tubul EFL200 poate fi înlocuit cu PFL200, dar trebuie schimbată tensiunea de filament la valoarea de 17 V. Aceeași situație este și cu PCL85, dar la care tensiunea de filament este de 18 V. Dioda redresoare GY802 o puteți înlocui cu TV18.

Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. C. IVANCIOVICI, C. STĂNCULESCU
Secretariat: M. PĂUN, M. NICOLAE
Corectură: V. STAN
Prezentare grafică: I. IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Liberă"

Tiparul executat la Combinatul Poligrafic București

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.